

Môn học ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

(Mạch điện tử công suất, điều khiển và ứng dụng)

Tài liệu tham khảo:

- tiếng Anh: - *POWER ELECTRONICS – Circuits, devices and applications , M.H. Rashid Pearson Education Inc. Pearson Prentice Hall 2004.*
- tiếng Việt: - *Bài giảng Điện tử công suất 1 & Bài tập, PTS. Nguyễn Văn Nhờ, Khoa Điện & Điện tử, ĐHBK TP HCM*
- *Điện tử công suất, NGUYỄN BÌNH, Hà Nội, nhà xuất bản KHKT*
- *Điện tử công suất và điều khiển động cơ điện, (dịch từ tiếng Anh)*

Chương 1 :

MỞ ĐẦU

I.1 CÁC KHÁI NIỆM:

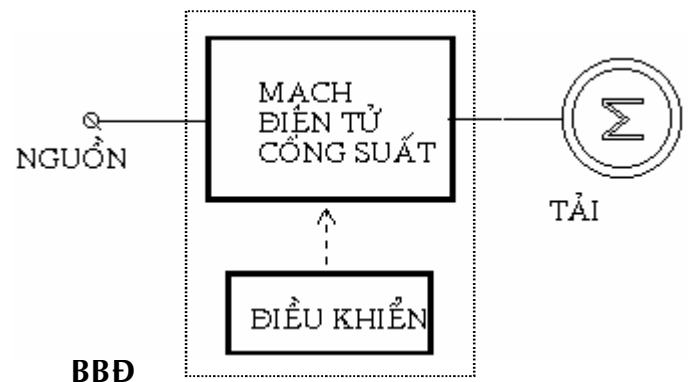
- Các tên gọi của môn học:

Điện tử công suất (Power Electronics)

Điện tử công suất lớn.

Kỹ thuật biến đổi điện năng.

- ĐTCS là một bộ phận của Điện tử ứng dụng hay Điện tử công nghiệp.



Hình 1.0 : Sơ đồ khối thiết bị ĐTCS

- Phân loại các bộ Biến Đổi (BBD - Converter) theo mục đích:

AC --> DC: chỉnh lưu

AC --> AC: BBD áp AC, Biến tần.

DC --> DC: BBD áp DC

DC --> AC: Nghịch lưu

- Bộ Biến Đổi = Mạch ĐTCS + bộ ĐIỀU KHIỂN

Mạch ĐTCS giới hạn ở các sơ đồ sử dụng linh kiện điện tử làm việc ở chế độ đóng ngắt, gọi là Ngắt Điện Điện Tử (NĐĐT) hay Bán Dẫn dùng cho biến đổi năng lượng điện.

Bộ ĐIỀU KHIỂN = Mạch điều khiển vòng kín (nếu có) + Mạch phát xung.

Mạch phát xung cung cấp dòng, áp điều khiển các NĐĐT để chúng có thể đóng ngắt theo trình tự mong muốn.

Ví dụ Ngắt Điện Bán Dẫn: Diod, Transistor, SCR ...

- BBD còn có thể phân loại theo phương thức hoạt động của NĐĐT.

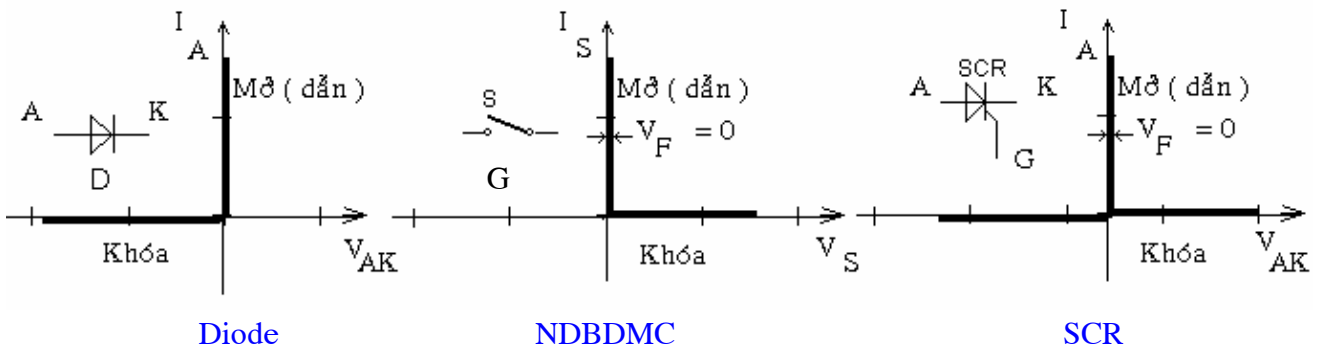
I.2 NGẮT ĐIỆN BÁN DẪN:

Còn gọi là ngắt điện điện tử (NĐĐT), là các linh kiện điện tử dùng trong mạch ĐTCS được lý tưởng hóa để các khảo sát của mạch ĐTCS có giá trị tổng quát bao gồm (hình 1.1):

- DIODE (chỉnh lưu): Phần tử dẫn điện một chiều có hai trạng thái:

ON : khi phân cực thuận: $V_{AK} > 0$, có thể xem sụt áp thuận $V_F = 0$, dòng qua mạch phụ thuộc nguồn và các phần tử thụ động khác.

OFF : khi phân cực ngược: $V_{AK} < 0$, có thể xem như hở mạch.



Hình 1.1: Các loại ngắt điện bán dẫn.

- SCR (Chỉnh lưu có điều khiển): Hoạt động như sau:

OFF : Có thể ngắt mạch cả hai chiều ($V_{AK} > 0$ và $V_{AK} < 0$) khi không có tín hiệu điều khiển : $G = 0$.

ON : SCR trở nên dẫn điện (đóng mạch) khi có tín hiệu điều khiển: $G \neq 0$ và phân cực thuận $V_{AK} > 0$. Điểm đặt biệt là SCR có khả năng tự giữ trạng thái dẫn điện: nó không cần tín hiệu G khi đã ON, SCR chỉ trở về trạng thái ngắt khi dòng qua nó giảm về 0.

- Ngắt điện bán dẫn một chiều (NĐBDMC), gọi tắt là ngắt điện hay TRANSISTOR có hoạt động như sau:

OFF : Ngắt mạch khi không có tín hiệu điều khiển : $G = 0$. Cũng như các TRANSISTOR, NĐBDMC không cho phép phân cực ngược (V_S luôn luôn > 0).

ON : NĐBDMC trở nên dẫn điện (đóng mạch) khi có tín hiệu điều khiển: $G \neq 0$ và trở về trạng thái ngắt mạch khi mất tín hiệu G. NĐBDMC có hai loại chính : BJT tương ứng tín hiệu G là dòng cực B, và MOSFET công suất với G là áp V_{GS} .

Các NĐBD lý thuyết trên chỉ làm việc với một chiều của dòng điện, trong khi các linh kiện điện tử công suất thực tế có thể dẫn điện cả hai chiều, lúc đó mạch khảo sát sẽ biểu diễn bằng tổ hợp các NĐBD lý thuyết.

I.3 NỘI DUNG KHẢO SÁT MẠCH ĐTCS:

Đầu vào khảo sát : Mạch ĐTCS + tín hiệu điều khiển NĐBD + đặc tính tải.

Đầu ra: hoạt động của mạch: $u(t)$, $i(t)$ các phần tử

=> Các đặc trưng áp, dòng, công suất

1. Các đặc trưng áp, dòng:

- Giá trị cực đại:
- Giá trị trung bình V_O , I_O
- Giá trị hiệu dụng V_R , I_R

Các biểu thức cho dòng điện trung bình và hiệu dụng:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_T i(t) dt \quad I_R = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t)]^2 dt} <1.1>$$

Các biểu thức cho điện áp V_0 , V_R cũng có dạng tương tự.

2. Sóng hài bậc cao và hệ số hình dáng:

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \quad \text{với } v_n = V_n \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_T v(t) \cdot \sin n\omega t \cdot dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_T v(t) \cdot \cos n\omega t \cdot dt \quad \text{và} \quad <1.2>$$

$$V_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \varphi_n = \text{tg}^{-1} \left[\frac{A_n}{B_n} \right] \quad V_R = \sqrt{V_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}$$

trong đó : V_0 : trị số trung bình (thành phần một chiều) của $v(t)$
 ω : tần số góc của $v(t)$, chu kỳ $T = \omega 2\pi$.
 v_n : sóng hài bậc n – có tần số $n\omega$
 A_n, B_n : các thành phần sin, cos của sóng hài bậc n
 V_n, φ_n : biên độ và lệch pha của sóng hài bậc n .
 V_R : Trị hiệu dụng của $v(t)$.

Hệ số hình dáng (form factor): tỉ số giữa giá trị hữu dụng và giá trị hiệu dụng,

ví dụ với bộ biến đổi có ngõ ra một chiều:

$$KF_{DC} = \frac{V_0}{V_R} \quad \begin{array}{l} V_0 : \text{trị số trung bình áp ra} \\ V_R : \text{trị số hiệu dụng áp ra} \end{array}$$

ví dụ với bộ biến đổi có ngõ ra xoay chiều:

$$KF_{AC} = \frac{V_1}{V_R} \quad \begin{array}{l} V_1 : \text{trị số hiệu dụng sóng hài bậc 1 (cơ bản) áp ra} \\ V_R : \text{trị số hiệu dụng áp ra} \end{array}$$

Độ biến dạng (THD - Total harmonic distortion):

$$\text{Đối với ngõ ra DC: } THD = \frac{\sqrt{V_R^2 - V_0^2}}{V_0}$$

$$\text{Đối với ngõ ra AC: } THD = \frac{\sqrt{V_R^2 - V_1^2}}{V_1} \quad V_1: \text{sóng hài bậc 1 (cơ bản)}$$

3. Công suất và hệ số công suất: Bao gồm:

- Công suất tác dụng P : biểu thị năng lượng sử dụng trong một đơn vị thời gian.
- Công suất biểu kiến S : tính bằng tích số giá trị hiệu dụng dòng và áp, biểu thị năng lượng sử dụng trong một đơn vị thời gian nếu xem tải là thuần trở.
- Hệ số công suất HSCS hay $\cos \varphi$: cho biết hiệu quả sử dụng năng lượng. Khi tải là thuần trở, nguồn điện hình sin hay một chiều sẽ có HSCS bằng 1.

$$P = \frac{1}{T} \int_T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad S = V_R \cdot I_R \quad HSCS = \cos \varphi = \frac{P}{S} <1.3>$$

Có nhiều biểu thức tính công suất trong mạch ĐTCS, phụ thuộc vào mục đích sử dụng:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad P_1 = \frac{1}{2} V_1 \cdot I_1 \cos \varphi_1$$

$$P = \frac{1}{T} \int_T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad <1.4>$$

$$= P_o + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} V_n \cdot I_n \cos \varphi_n$$

P_1 : Khi quan tâm đến thành phần cơ bản của ngõ ra (hình sin tần số ω), có điện áp và dòng điện biên độ V_1, I_1 , góc lệch φ_1 .

P_o hay P_{DC} : công suất một chiều (tải điện một chiều) với V_o, I_o là các trị số áp, dòng trung bình.

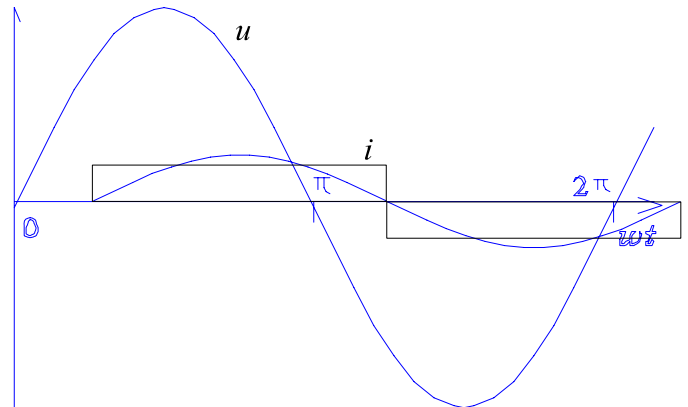
P : công suất toàn phần ở ngõ ra, gồm thành phần một chiều và sóng hài bậc cao.

Ở các BBD ngõ ra áp một chiều, V_o, I_o, P_{DC} là các thành phần mong muốn, sóng hài bậc cao (các thành phần hình sin) là không mong muốn, chỉ tạo ra các tác dụng phụ.

- Trường hợp thường gặp: áp nguồn hình sin hiệu dụng V , dòng không sin, giá trị hiệu dụng thành phần cơ bản là I_{R1} :

$$HSCS = \frac{P}{S} = \frac{VI_{R1} \cos \varphi_1}{VI_R} = \frac{I_{R1} \cos \varphi_1}{I_R}$$

Kết quả: Chỉ có trường hợp dòng một chiều phẳng ở nguồn một chiều phẳng, và dòng hình sin đồng pha với áp nguồn (cũng hình sin) là có HSCS bằng 1.



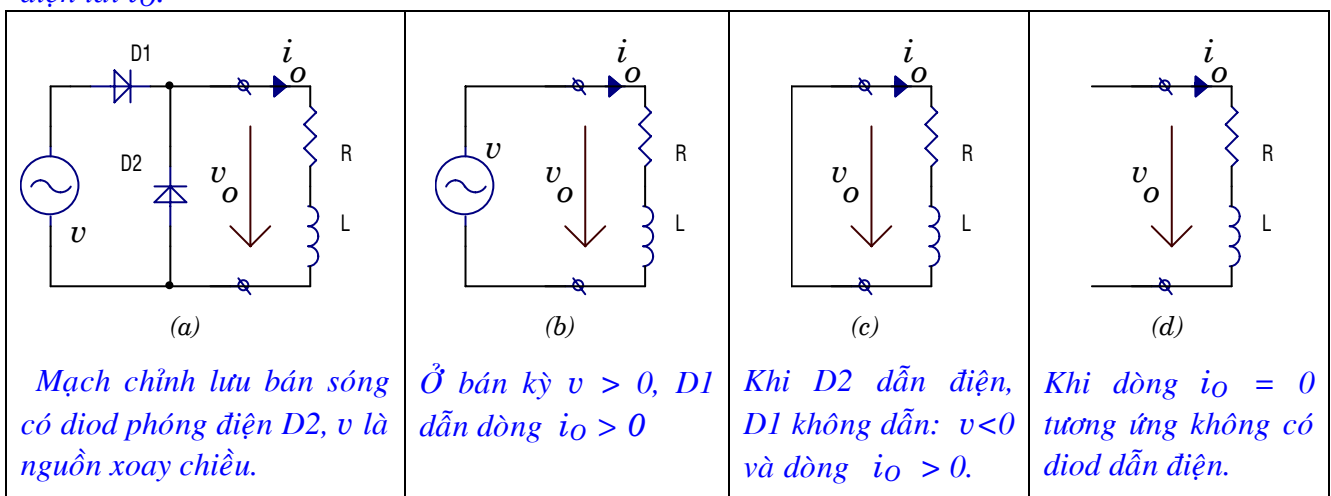
Hình vd1: Trường hợp nguồn hình sin, dòng là xung vuông HSCS không thể bằng 1.

4. Phương pháp nghiên cứu mạch:

a. Mạch điện tử công suất = tổ hợp nhiều mạch tuyến tính thay đổi theo trạng thái của các ngắt điện:

Suy ra để giải mạch ĐTCS, ta luôn phải kiểm tra các điều kiện để tìm ra trạng thái của các ngắt điện để chọn ra sơ đồ nối mạch.

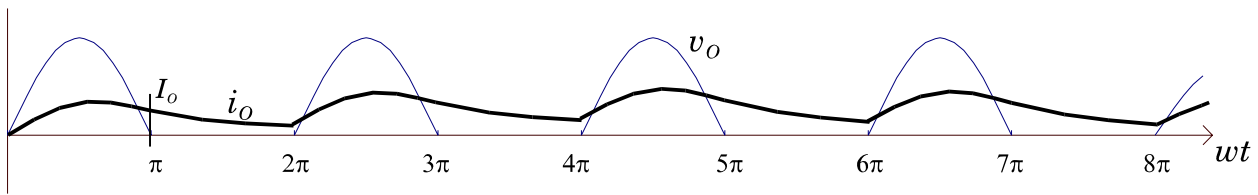
Ví dụ 0: Mạch chỉnh lưu hình (a) có thể là các mạch hình (b), (c), (d) tùy thuộc vào dòng điện tải i_o :



b. Giải trực tiếp QTQĐ mạch ĐTCS bằng PT vi phân hay biến đổi Laplace:

Với điều kiện đầu được biết ở $t = 0$, ta giải mạch điện theo t khi lưu ý trạng thái của các ngắt điện. Kết quả thu được các phương trình mô tả dòng, áp các phần tử mạch theo t .

Ví dụ 1: Khảo sát chỉnh lưu 1 diod tải RL có D phóng điện của ví dụ 0, mô tả hoạt động của mạch và tính trị trung bình áp. Áp nguồn $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$, điều kiện đầu $t = 0, i_o = 0$



Giả sử ta đóng nguồn ở $t = 0 : v > 0$, D1 dẫn điện, mạch điện tương đương hình (b): phương trình vi phân mô tả mạch điện là:

$$v = R.i_o + L \frac{di_o}{dt} \text{ điều kiện đầu } i_o = 0 \Rightarrow i_o = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) + \sin \phi \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \text{ <vd 1.1>}$$

với $\tau = L/R$, tổng trở tải $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ và góc pha $\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$

Khi $\omega t = \pi$, dòng $i_o = I_o > 0$ phóng qua diod phóng điện D2. Thực vậy, nếu D1 tiếp tục dẫn điện sẽ làm D2 cũng dẫn điện: vô lý. D2 dẫn điện làm D1 phân cực ngược và mạch điện trở thành (c):

$$0 = R.i_o + L \frac{di_o}{dt} \text{ điều kiện đầu } i_o(0) = I_o \text{ khi lấy lại gốc thời gian. Giải ptvp này:}$$

$$i_o = I_o \cdot e^{-t/\tau} . \text{ Ở đầu chu kỳ kế } i_o = I_o \cdot e^{-\pi/\omega\tau} = I_1 > 0 \text{ <vd 1.2>}$$

Chu kỳ kế tiếp diễn ra tương tự với dòng ban đầu qua tải $I_1 > 0$. Sau thời gian quá độ, Hệ thống đạt trạng thái **tựa xác lập**: dạng dòng áp trong mạch lập lại theo chu kỳ.

Nhận xét: Phương pháp này cho ta cái nhìn chính xác hoạt động của mạch nhưng không thể cho ta phương trình dòng áp qua các phần tử ở chế độ tựa xác lập.

c. Giải chu kỳ tựa xác lập mạch ĐTCS bằng PT vi phân hay biến đổi Laplace:

Đặc tính mạch điện ở chế độ tựa xác lập có thể được tính khi ta khảo sát hoạt động trong một chu kỳ với giả sử các giá trị ban đầu của biến trạng thái của mạch được biết. Kết quả cho ta một hệ phương trình để tính các giá trị ban đầu này khi cho giá trị đầu bằng giá trị cuối.

Ví dụ 2: Giải tiếp tục ví dụ 1 ở chế độ tựa xác lập.

Giả sử ta đóng nguồn ở $t = 0 : D1$ dẫn điện, phương trình vi phân mô tả mạch điện là:

$$v = R.i_o + L \frac{di_o}{dt} \text{ điều kiện đầu } i_o = I_1$$

$$\Rightarrow i_o = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sin(\omega t - \phi) + \left[I_1 - \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sin \phi \right] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ <vd 2.1>}$$

Ở bán kỳ kế, D2 cũng dẫn điện, phương trình vi phân mô tả mạch điện là:

$$0 = R.i_o + L \frac{di_o}{dt} \text{ điều kiện đầu } i_o(0) = I_o, \text{ với } I_o = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sin(\pi - \phi) + \left[I_1 - \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sin \phi \right] \cdot e^{-\frac{-\pi}{\omega\tau}} \text{ <vd 2.2>}$$

$\Rightarrow i_o = I_o \cdot e^{-t/\tau}$ và ở cuối chu kỳ $I_1 = I_o \cdot e^{-\pi/\omega\tau}$ <vd2.3>

<vd2.3>, <vd2.2> cho phép ta tính I_1 và I_o từ đó vẽ được dạng dòng i_o .

Nhận xét: Phương pháp này cho phép ta tính đặc tính mạch trong chế độ xác lập, nhưng việc rút ra các đặc trưng dòng, áp của mạch rất khó khăn, đòi hỏi tích phân những hàm lượng giác có cả hàm mũ.

d. Khảo sát dòng áp trên tải bằng nguyên lý xếp chồng:

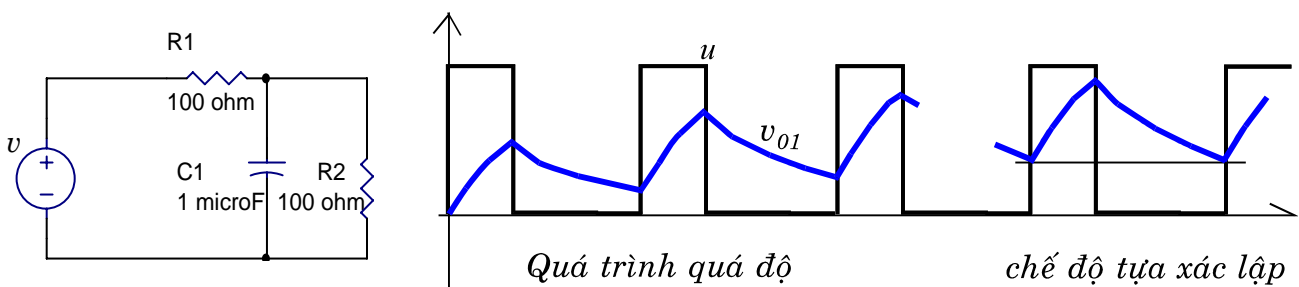
Nguyên lý xếp chồng được phát biểu như sau: Tác dụng của một tín hiệu có chu kỳ trên hệ thống tuyến tính có thể được xác định bằng tổng các tác dụng trên hệ tuyến tính này của các thành phần Fourier hợp thành tín hiệu đó.

Vậy nguyên lý xếp chồng cho thấy ý nghĩa của các thành phần Fourier và cho ta một phương pháp khảo sát các mạch điện tử công suất ở chế độ xác lập, ví dụ dòng tải có thể tính như sau:

- Giá trị trung bình dòng qua tải có thể xác định bằng cách tính dòng qua tải khi đặt lên tải điện áp một chiều bằng giá trị trung bình áp trên tải.

- Các sóng hài (hình sin) bậc cao của điện áp nguồn sẽ tạo ra dòng điện hình sin có cùng tần số chạy qua tải.

Và dòng điện thực sự chạy qua mạch sẽ là tổng của các thành phần này. Phương pháp này không cho ta kết quả chính xác vì không thể tính hết các sóng hài cũng như tổng chúng lại. Thực tế ta chỉ cần tính tác dụng của những thành phần có ảnh hưởng lớn mà thôi.

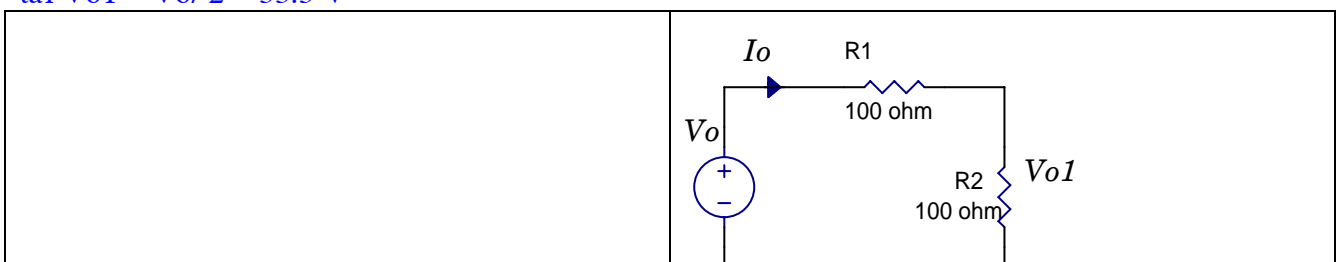


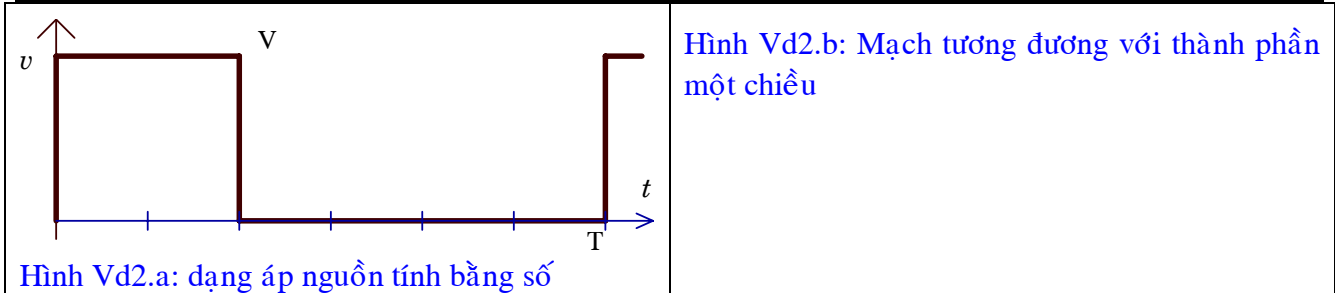
Hình vd2: Mạch RC cung cấp bằng xung vuông

Ví dụ 3: Tính dòng và áp trung bình qua điện trở R2 của mạch điện hình Vd2. áp nguồn v có dạng trên hình Vd2.a, V = 200 volt.

Giải: Trị trung bình áp ra: $V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{2T/6} V \cdot dt = \frac{V}{3}$

\Rightarrow trị trung bình dòng ra $I_o = (200/3)/200 = 1/3$ A và trị trung bình áp trên mỗi điện trở tải $V_{o1} = V_o/2 = 33.3$ V





Hình Vd2.a: dạng áp nguồn tính bằng số

Hình Vd2.b: Mạch tương đương với thành phần một chiều

e. Dùng biến đổi Laplace rời rạc.

f. Khảo sát mô hình toán mạch ĐTCS bằng máy tính (dùng chương trình mô phỏng) hay khảo sát mô hình thực tế trong phòng thí nghiệm:

Bước mở đầu: *Xác định dòng áp qua các phần tử ở thời gian $t = 0+$*

Bước 1: *Dựa vào tín hiệu điều khiển và dòng, áp qua các ngắt điện,*

Thuật toán tổng quát để khảo sát mạch ĐTCS bằng máy tính:

Nhận xét: Việc khảo sát bằng máy tính ứng dụng phương pháp số để giải phương trình vi phân cho ta dòng áp qua các phần tử theo từng sai phân thời gian Δt .

I.4 TÓM TẮT CÁC Ý CHÍNH:

Sau khi học chương 1, cần nắm vững các nội dung sau:

- Công thức tính toán trị trung bình, hiệu dụng của dòng điện (điện áp) và ý nghĩa của nó.

- Nguyên lý hoạt động của các ngắt điện điện tử, cách vận dụng vào khảo sát một mạch điện tử công suất.

I.5 BÀI TẬP:

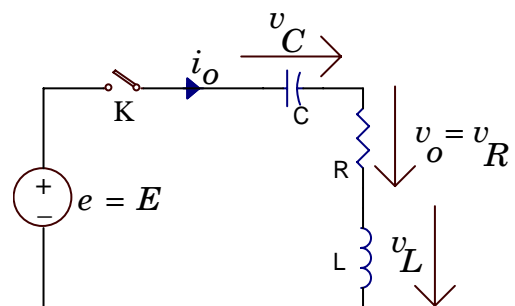
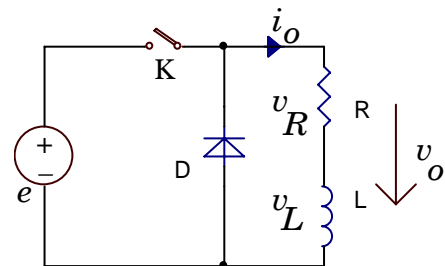
1. Tính và vẽ dạng dòng i_o qua tải. Cho biết quá trình làm việc của mạch như sau:

- $t = 0$: khóa K đóng với dòng ban đầu qua tải $i_o = 0$.
- Sau khi K đóng đủ lâu để dòng qua tải i_o xem như đạt giá trị xác lập, ta mở khóa K.

Áp nguồn một chiều $e = E$.

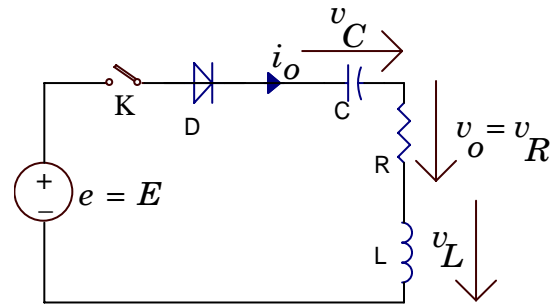
2. Tính và vẽ dạng dòng qua tải i_o , áp trên tụ v_C theo thời gian trong các điều kiện đầu (khi K đóng):

- a. L và C không tích trữ năng lượng.
- b. $v_C(0) = -E$; $i_o(0) = 0$.



3. Giải lại bài 2 khi có diod D nối tiếp với nguồn.

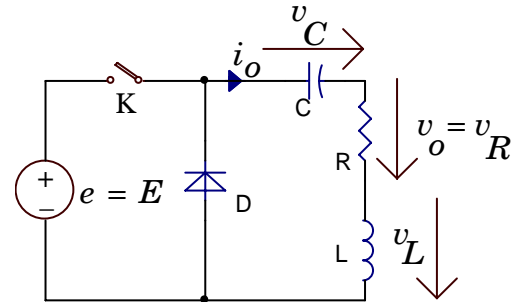
R đủ nhỏ để dòng áp có tính dao động.



4. Giải lại bài 2 khi có diod D song song ngược với RLC. Khảo sát thêm trường hợp c:

c. $v_C(0) = -E$; $i_o(0) = I_I$ khi khóa K đóng.

R đủ nhỏ để dòng áp có tính dao động.



L.6 CÁC TẠP CHÍ VÀ WEBSITE CỦA CÁC TỔ CHỨC KHKT QUỐC TẾ:

IEEE e_Library

IEEE Transactions on Aerospace and Systems

IEEE Transactions on Industrial Electronics

IEEE Transactions on Industry Applications

IEEE Transactions on Power Delivery

IEEE Transactions on Power Electronics

IEE Proceedings on Electric Power

Journal of Electrical Machinery and Power Systems

Applied Power Electronics Conference (APEC)

European Power Electronics Conference (EPEC)

IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)

IEEE Industry Applications Society (IAS) Annual Meeting

International Conference on Electrical Machines (ICEM)

International Power Electronics Conference (IPEC)

International Power Electronics Congress (CIEP)

International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)

Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)

Power Electronics Specialist Conference (PESC)

ieeexplore.ieee.org/

www.ieee.org/

www.ieee.org/

www.ieee.org/

www.ieee.org/

www.ieee.org/

www.iee.org/Publish/

Chương 2 : LINH KIỆN ĐTCS

Để thực hiện các ngắt điện điện tử trong chương 1, có thể sử dụng nhiều linh kiện hay nhóm linh kiện điện tử chịu được áp cao – dòng lớn, làm việc trong hai chế độ:

- Dẫn điện hay bảo hoà (ON): sụt áp qua kênh dẫn điện rất bé, dòng phụ thuộc vào tải.

- Khóa (OFF): dòng qua nó rất bé (≈ 0), kênh dẫn điện như hở mạch.

Các linh kiện chính: diode, thyristor (SCR), BJT và MosFET.

II.1 DIODE:

Là linh kiện dẫn điện một chiều quen thuộc của mạch điện tử.

1. Phân loại:

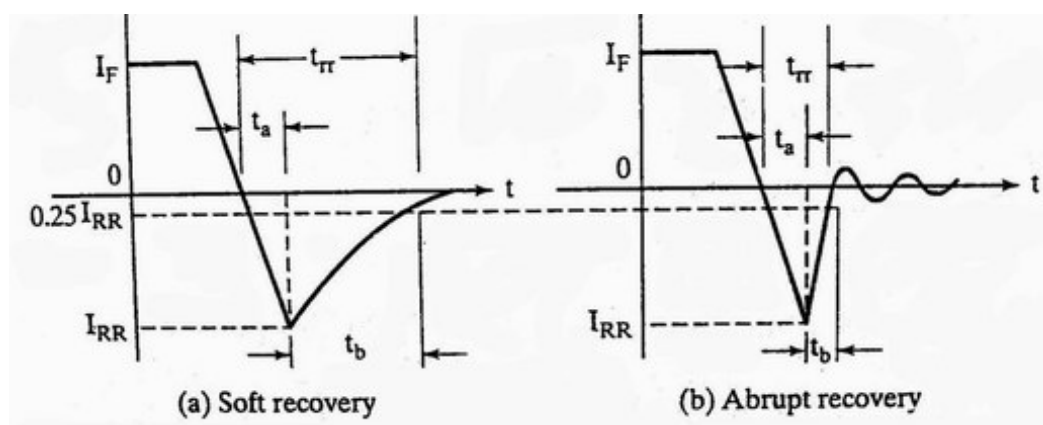
- Theo sụt áp thuận, loại thường (dùng silic) từ 0.6 đến 1.2 V, thường tính bằng 1V. Ở mạch dòng lớn, áp thấp có thể dùng công nghệ Schottky, để có sụt áp thuận bé, 0.2 – 0.4V.

- Có loại diod dòng bé dùng cho mạch xử lý tín hiệu, diod công suất chịu dòng lớn hơn cho mạch ĐTCS, diod làm việc ở mạch cao tần có tụ điện mối nối bé.

- Diod công suất chia làm hai loại: dùng ở tần số công nghiệp (diod chỉnh lưu) và diod dùng cho mạch đóng ngắt ở tần số cao.

2. Đặc tính phục hồi của diod (recovery):

- *Mô tả*: Khi chuyển từ trạng thái dẫn điện sang trạng thái khóa, có khoảng thời gian ngắn diod dẫn dòng ngược gọi là thời gian phục hồi ngược t_{rr} (rr: reverse recovery) trước khi thật sự khóa như hình II.1.1. Dòng điện này ứng với việc xả và nạp ngược lại các điện tích của mối nối (tương ứng tụ điện mối nối) khi diod bị phân cực nghịch.



Hình II.1.1: Hai kiểu phục hồi.

- t_{rr} có trị số khá lớn ở diod tần số công nghiệp làm cho chúng không thể làm việc ở vài chục KHz, nhưng khá bé, cỡ vài micro giây ở diod phục hồi nhanh (fast recovery). Ngoài t_{rr} , đặc tính phục hồi của diode còn đặc trưng qua điện tích Q_{RR} là tích phân của dòng điện ngược theo t .

- Ảnh hưởng của đặc tính phục hồi: Diod phục hồi nhanh (được dùng cho mạch đóng ngắt tần số cao) có đặc tính phục hồi hình II.1.1.b: dòng ngược tăng dần đến I_{RR} và giảm về 0 rất nhanh sau đó. Sự thay đổi đột ngột trạng thái của dòng điện này sẽ tạo ra quá áp cho các phần tử mạch hay gây nhiễu do các L của mạch hay ký sinh do tốc độ tăng (giảm) dòng di/dt lớn.

Ta có $t_{rr} = t_a + t_b \approx t_a$ Khi cho $\approx t_b$ là không đáng kể.

Gọi $\frac{di}{dt}$ là tốc độ tăng dòng âm: Ta có $\frac{di}{dt} = \frac{I_{RR}}{t_a}$ và $Q_{RR} = \frac{1}{2} I_{RR} \cdot t_a$. Suy ra

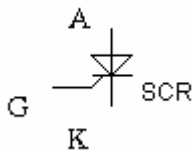
$$I_{RR} = \sqrt{2 \cdot Q_{RR} \cdot \frac{di}{dt}}$$

Vậy với Q_{RR} cho trước, để giảm I_{RR} cần phải hạn chế di/dt khi khóa.

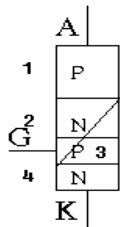
- Không chỉ diod, SCR với tư cách là chỉnh lưu có điều khiển cũng gặp vấn đề tương tự.

II.2 THYRISTOR VÀ SCR:

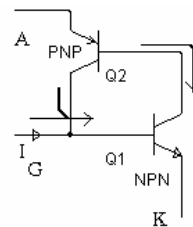
1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động SCR:



Ký hiệu SCR hai BJT



Cấu tạo nguyên lý

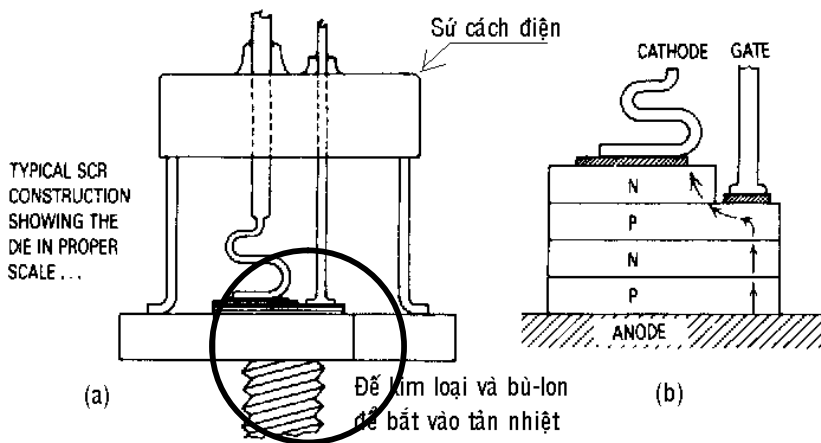


Mạch tương đương

Ba cực của SCR:
Anod: Dương cực
Katod: Âm cực
Gate: Cổng hay cực điều khiển.

Hình II.2.1: Ký hiệu và nguyên lý SCR

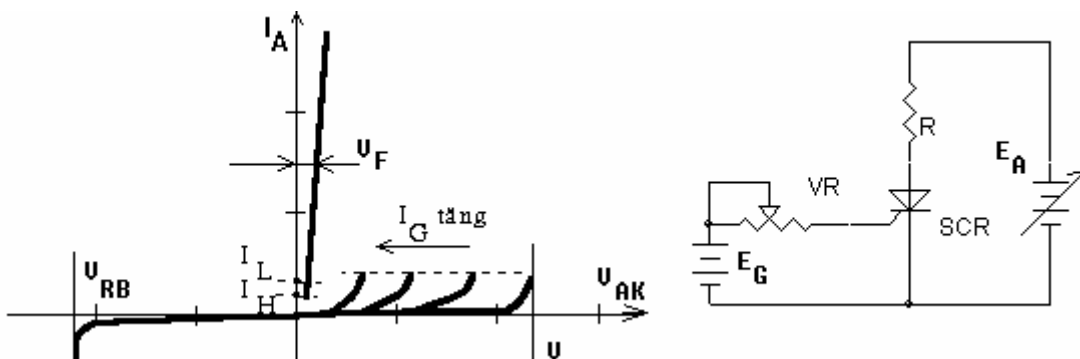
- Khi mới cấp điện, $i_G = 0$: SCR khóa thuận và ngược – I_A là dòng điện rò, rất bé, cỡ mA với $V_{AK} \neq 0$.



Hình 11.2.2: Cấu tạo một SCR dòng lớn ở tỉ lệ thực (a) và phóng to mảnh tinh thể bán dẫn (b)

- Khi SCR phân cực thuận - $V_{AK} > 0$, và có tín hiệu điều khiển - $I_G > 0$, SCR chuyển sang trạng thái dẫn điện và có khả năng tự giữ trạng thái dẫn điện cho đến khi dòng qua nó giảm về 0.

2. Đặc tính tĩnh (volt – ampe): Mô tả quan hệ $I_A(V_{AK})$ với dòng I_G khác nhau.



Hình 11.2.3 Sơ đồ thí nghiệm và đặc tuyến volt – ampe của SCR

* $V_{AK} < 0$: Khóa ngược: Chạy qua SCR là dòng rò ngược, cỡ mA. Khi $V_{AK} < -V_{RB}$ ta có hiện tượng gãy ngược, dòng $|I_A|$ tăng rất cao trong khi V_{AK} vẫn giữ trị số lớn => SCR bị hỏng.

* $V_{AK} > 0$ và $I_G = 0$: Khóa thuận: Ta có là dòng rò thuận, cũng cỡ mA. Khi $V_{AK} > V_{FB}$ ta có hiện tượng gãy thuận: SCR chuyển sang vùng dẫn điện.

Ta phải chọn định mức áp của SCR lớn hơn các giá trị gãy này, hệ số an toàn điện áp thường chọn lớn hơn hay bằng 2.

Khi phân cực thuận, nếu I_G tăng lên từ giá trị 0, V_{FB} giảm dần. Như vậy, dòng I_G cần phải đủ lớn để có thể sử dụng SCR như một ngắt điện điện tử: SCR chuyển sang trạng thái dẫn ngay khi được kích bất chấp điện áp phân cực thuận.

* Vùng dẫn điện: Ứng với trường hợp SCR đã được kích khởi khởi và dẫn điện, sụt áp qua SCR $V_{AK} = V_F$ khoảng 1 - 2 volt. Trong vùng dẫn điện có hai đặc trưng dòng:

+ I_L : dòng cài, là giá trị tối thiểu của I_A để SCR có thể duy trì trạng thái dẫn khi dòng cực cổng I_G giảm về 0 (kích SCR bằng xung).

+ I_H : dòng giữ, là giá trị tối thiểu của I_A để SCR có thể duy trì trạng thái dẫn (khi không còn dòng cực cổng I_G . Nếu dòng anode thấp hơn I_H , SCR sẽ trở về trạng thái khóa.

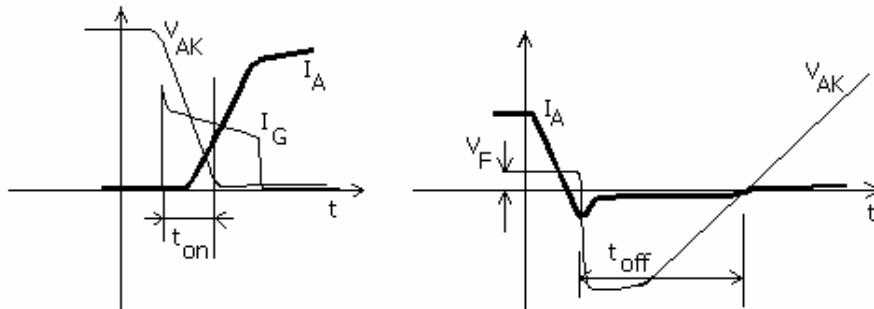
I_L khác I_H vì có quá trình lan tỏa của dòng anode từ vùng phụ cận của cực G đến toàn bộ mảnh bán dẫn khi SCR được kích (có dòng cực nền), tương ứng mật độ dòng giảm dần, làm cho hệ số khuếch đại dòng điện tăng. Quá trình quá độ này còn ảnh hưởng đến giới hạn di/dt, được giới thiệu trong đặc tính động của SCR.

2. Đặc tính động (đóng ngắt):

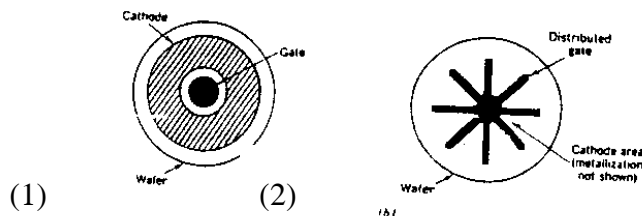
a. Đặc tính mở: (turn on)

Thời gian trễ t_{on}

Giới hạn tốc độ tăng dòng di_A/dt .



Hình II.2.4.a. Đặc tính động : mở và khóa của SCR



Hình II.2.4.b. Cấu tạo SCR cực cổng có dạng cổ điển (1) và phức tạp (2) phân bố trên toàn diện tích miếng bán dẫn để tăng di/dt.

b. Đặc tính khoá: (turn off)

- Mô tả quá trình khóa SCR

- Thời gian đảm bảo tắt t_{off} số cao

$t_{off} = [10 .. 50]$ micro giây với SCR tần

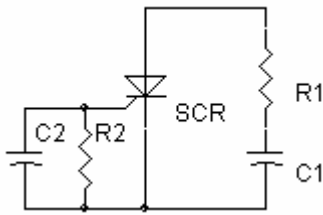
$[100 .. 300]$ micro giây với SCR chỉnh

lưu.

- Có giới hạn tốc độ tăng du/dt để tránh tự kích dẫn.

- Có quá trình dẫn dòng ngược khi khóa (đặt áp âm) như diod (đặc tính phục hồi ngược).

- Cần có mạch bảo vệ chống tự kích dẫn (hình II.2.5).



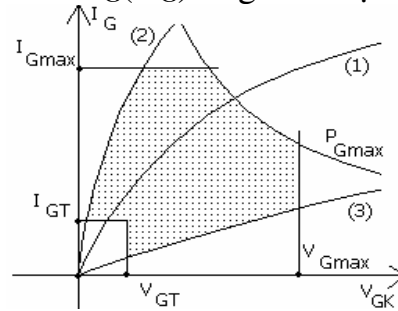
$C2 = 0.05 - 0.1 \mu F$; $R2 = 33 - 100 \text{ ohm}$; $R1$ tăng khi áp SCR tăng và/hay dòng tải giảm, từ $20 - 100 \text{ ohm}$; $C1$ tăng khi dòng SCR tăng và/hay áp SCR giảm, từ $0.1 - 0.5 \mu F$.

Hình II.2.5: Mạch snubber R1C1 và RC cực cổng bảo vệ SCR khỏi các chế độ kích dẫn không mong muốn.

3. Đặc tính công: (hay kích khởi công)

(1) là đặc tính $I_G(V_G)$ tiêu biểu, (2) là đặc tính $I_G(V_G)$ ứng với điện trở R_G bé, (3) ứng với điện trở R_G lớn.

Các thông số giới hạn (cực đại) của tín hiệu cực cổng để tránh hư hỏng SCR: dòng I_{Gmax} , áp V_{Gmax} và công suất tiêu tán trung bình P_{Gmax} của cực cổng (Công suất tiêu tán còn phụ thuộc bề rộng xung kích SCR).



Hình II.2.6: Đặc tính công SCR

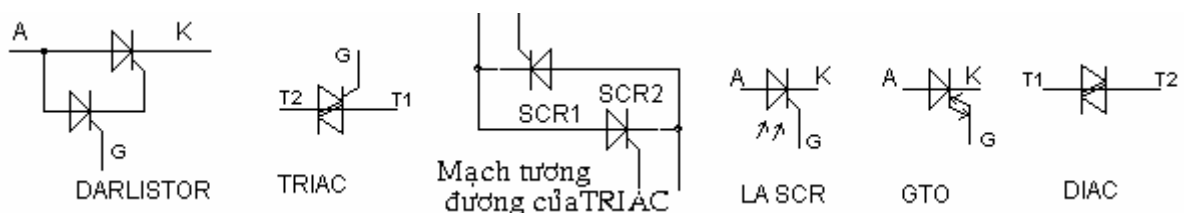
Các số tay tóm tắt thường chỉ cung cấp các thông số giới hạn (bé nhất) cho đảm bảo kích: V_{GT} , I_{GT} .

Và như vậy điểm làm việc của công SCR phải nằm trong các giới hạn này, vùng được tô trong hình II.2.6.

Trong thực hành, có thể ước tính I_{GT} bằng cách sử dụng hệ số khuếch đại dòng của SCR tính bằng tỉ số I_A định mức / I_{GT} , hệ số này có giá trị từ $100 \dots 200$. Dòng kích SCR sẽ chọn từ $1.5 \dots 5$ lần giá trị này, số càng cao khi cần đóng ngắt tốt, làm việc ở tần số cao hay kích bằng xung.

4. Các linh kiện khác trong họ thyristor:

Thyristor là họ linh kiện có ít nhất 4 lớp với SCR là đại diện. Thyristor hoạt động theo nguyên lý phản hồi dương nên luôn có khả năng tự giữ trạng thái dẫn điện (kích dẫn). Nhưng không như SCR, một số SCR được chế tạo để có thể điều khiển được quá trình khoá và là một ngắt điện điện bán dẫn một chiều khi lý tưởng hóa.



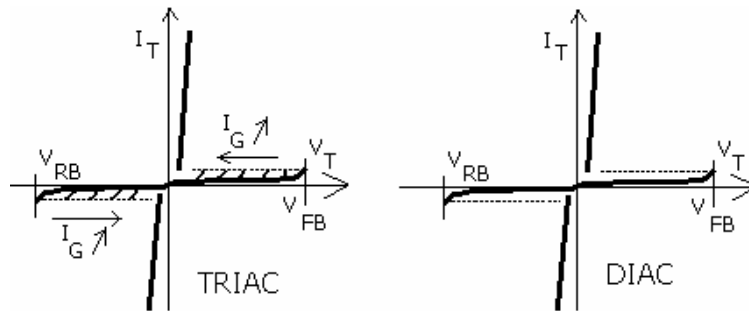
Hình II.2.7: Ký hiệu của các linh kiện hay gộp của họ Thyristor.

a. DARLISTOR: Là loại SCR có cấu tạo nối tầng (cascade) để tăng hệ số khuếch đại dòng I_A / I_G khi định mức dòng anode lớn và rất lớn (vài trăm đến vài

ngàn ampe). Lúc đó, dòng kích vẫn ở vài ampe. Darlistor là tên thương mại, nhái theo transistor nổi tầng là Darlington transistor. Một số nhà sản xuất vẫn dùng tên SCR hay Thyristor, nhưng chú thích là cực cổng được khuếch đại (Amplified gate thyristor). Sơ đồ nguyên lý Darlistor cho ở hình II.2.7.

b. TRIAC: Là linh kiện phổ biến thứ hai của họ thyristor sau SCR, có mạch tương đương là hai SCR song song ngược, được chế tạo với dòng định mức đến hàng ngàn ampe. Mạch tương đương hai SCR song song ngược hoàn toàn tương thích với TRIAC khi khảo sát lý thuyết, nên

chúng thường được dùng thay thế cho nhau trong các sơ đồ nguyên lý mặc dù trong thực tế chúng có nhiều tính chất khác nhau. TRIAC có khả năng khóa theo hai chiều, trở nên dẫn điện khi có dòng kích và tự giữ trạng thái dẫn cho đến



Hình II.2.8 Đặc tuyến V – I của TRIAC và DIAC

Khi dòng qua nó giảm về không. (Hình II.2.8) TRIAC có thể điều khiển bằng dòng G – T1 (còn gọi là MT1) cả hai cực tính và ở hai chiều dòng điện tải làm sơ đồ điều khiển đơn giản hơn mạch tương đương hai SCR rất nhiều.

Nhược điểm rất quan trọng của TRIAC là dễ bị tự kích ở nhiệt độ mỗi nối cao và có giới hạn dv/dt rất thấp, khó làm việc với tải có tính cảm. Lúc đó, người ta vẫn phải dùng hai SCR song song ngược.

25 AMPS		30 AMPS
$T_C = 80^\circ C$	$T_C = 85^\circ C$	$T_C = 60^\circ C$
<p>Case 221A-04 TC-220AB Style 4</p>	<p>Case 383-01 Style 1</p>	<p>Case 253-04 Style 2</p>

Hình II.2.9: Hình dạng bên ngoài của một số TRIAC (SCR cũng tương tự)

c. DIAC: Có nguyên tắc hoạt động tương tự như TRIAC nhưng không có cực cổng G, ngưỡng điện áp gây rất thấp - thường là 24 V, được dùng trong các mạch phát xung và kích thyristor với dòng xung một vài ampe.

d. LA SCR (Light – activated – SCR): SCR kích bằng tia sáng.

Có nguyên tắc làm việc như SCR nhưng được kích bằng dòng quang điện.

Thay vì cung cấp dòng cực cổng để kích khởi, người ta rọi sáng LA SCR qua cửa sổ hay ống dẫn sợi quang. LASCR rất thích hợp cho các ứng dụng cao áp, khi cách điện giữa mạch kích và động lực trở nên vấn đề phức tạp, giải quyết tốn kém.

e. GTO: (Gate turn off SCR, SCR tắt bằng cực cổng).

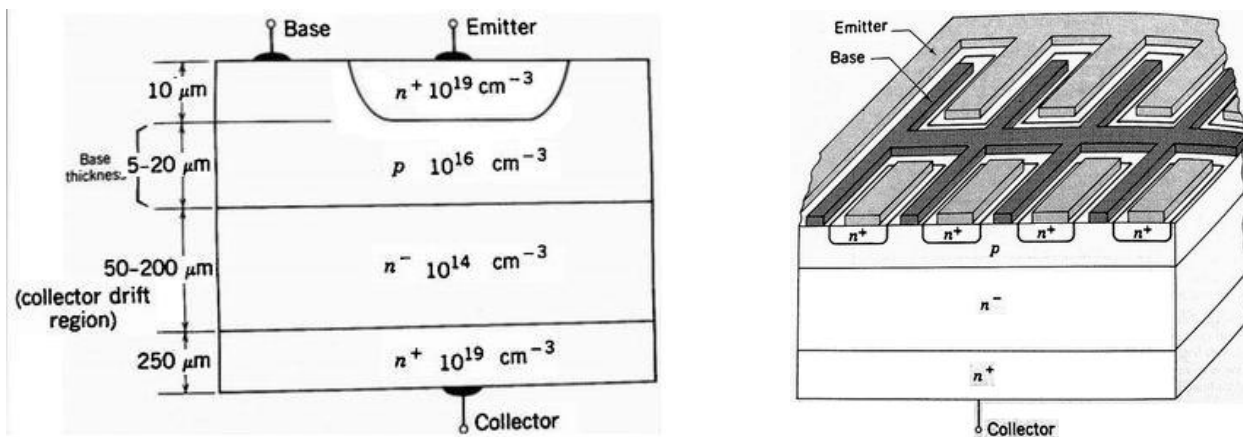
Với khả năng tự giữ trạng thái dẫn điện, SCR không thể tự tắt ở nguồn một chiều nếu mạch không có sơ đồ đặc biệt để dòng qua nó giảm về không. GTO cho phép ngắt SCR bằng xung âm ở cực cổng. Từ mạch tương đương hai BJT (hình 1.2a), khả năng này có thể được dự đoán. Nhưng trong thực tế, SCR không thể tắt bằng cổng vì cực cổng chỉ mới cho quá trình dẫn, sau đó không còn tác dụng.

GTO có cấu tạo khác hơn, cho phép kiểm tra kênh dẫn điện của SCR từ cực cổng. Giá phải trả là hệ số khuếch đại dòng khi kích giảm xuống, còn khá bé - khoảng vài chục. Hệ số huếch đại dòng khi tắt xấp xỉ mười. Người ta chế tạo được GTO có dòng định mức đến hàng ngàn ampe.

II.3 TRANSISTOR CÔNG SUẤT:

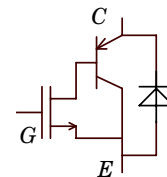
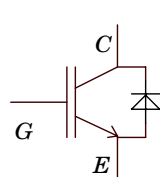
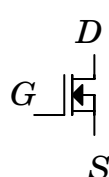
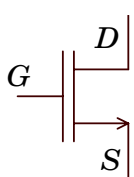
Là đại diện cho ngắt điện bán dẫn có thể làm việc với nguồn một chiều, được điều khiển bằng dòng cực B nếu là BJT hay áp cực cổng G nếu là MosFET hay IGBT.

Giống như Thyristor, mặt nạ để gia công transistor công suất cũng có dạng phức tạp để các cực điều khiển kiểm soát được toàn bộ kênh dẫn điện và làm cho linh kiện chuyển trạng thái nhanh (hình II.3.1).



Hình II.3.1: Cấu tạo của BJT công suất: Cực B phân bố đều trên toàn bộ diện tích, cung cấp khả năng điều khiển hiệu quả hơn.

1. Transistor công suất:



MosFET kênh n (Ký hiệu quen dùng)

Ký hiệu IGBT

Mạch nguyên lý IGBT

Hình 11.3.1: Ký hiệu các transistor

Là nhóm ngắt điện bán dẫn cho phép đóng và ngắt theo tín hiệu điều khiển, gồm có:- BJT: điều khiển bằng dòng cực B

- $I_B = 0 \Rightarrow$ BJT khóa, không dẫn điện

- I_B đủ lớn ($I_B > I_C / \beta$) BJT bảo hòa, dẫn dòng tải I_C chỉ phụ thuộc mạch tải.

Với dòng tải lớn, để giảm dòng điều khiển, các nhà sản xuất chế tạo các transistor Darlington với hệ số khuếch đại dòng β từ vài trăm đến vài nghìn.

- MosFET: là transistor trường có cực cổng cách điện, loại tăng (enhancement). MosFET là transistor điều khiển bằng áp V_{GS} .

- $V_{GS} \leq 0$: transistor khóa

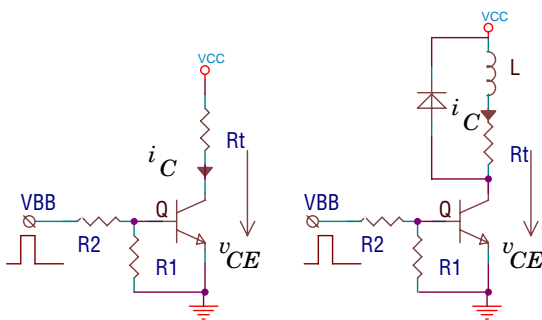
- $V_{GS} > V_{TH}$: transistor dẫn điện (V_{TH} từ 3 .. 5 volt)

- IGBT (Insulated Gate BJT): Công nghệ chế tạo MosFET không cho phép tạo ra các linh kiện có định mức dòng lớn, IGBT có thể xem là sự kết hợp giữa MosFET ở ngõ vào và BJT ở ngõ ra để có được linh kiện đóng ngắt dòng DC đến hàng nghìn Ampe điều khiển bằng áp cực G. Cũng như thyristor, transistor cần có mạch lái, là phần tử trung gian giữa mạch điều khiển và ngắt điện, có các nhiệm vụ:

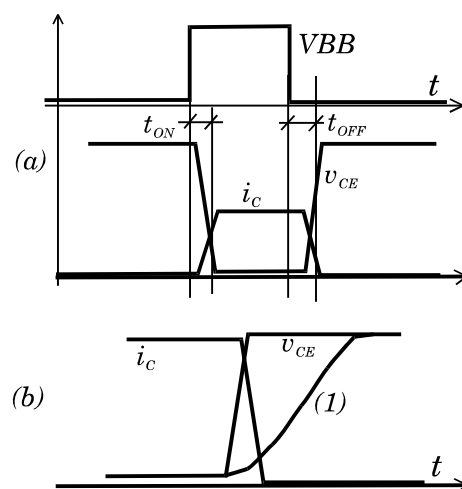
- Đảm bảo dạng và trị số dòng cực B cho BJT (áp cực cổng G đ/v MosFET) để các linh kiện này bảo hòa.

- Cách ly điện mạch điều khiển – công suất theo yêu cầu của sơ đồ động lực (nếu có), tăng khả năng an toàn cho người vận hành, tránh nhiễu cho mạch điều khiển.

Nguyên lý điều khiển IGBT giống như MosFET.



Hình 11.3.2: mạch thí nghiệm quá trình đóng ngắt của BJT.



Hình 11.3.3.a và b:

a. Quá trình đóng ngắt của BJT:

Quan sát quá trình đóng ngắt của BJT với tải R và RL như sơ đồ trên hình

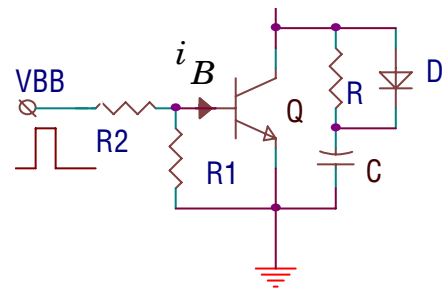
II.3.2 và các dạng sóng trên hình II.3.3.a và b, ta có những nhận xét sau:

- Khi đóng (chuyển từ khóa sang bảo hòa) BJT mất thời gian t_{ON} có trị số khoảng 1 micro giây, và thời gian t_{OFF} có trị số vài micro giây để khóa (hình II.3.3.a).

- Quá trình chuyển trạng thái không xảy ra tức thời, có thời gian để áp v_{CE} và i_C thay đổi trị số Khi tải trở: $v_{CE} = V_{CC} - R_t \cdot i_C$: áp CE của BJT tăng dần theo quá trình giảm của i_C .

Như vậy có thời gian, dù rất bé, BJT chịu dòng lớn và áp cao, dẫn đến tổn hao trong BJT khi đóng ngắt. Ví dụ khi áp trên BJT bằng 200 volt và dòng 20 ampe, công suất tức thời trên mối nối CE lúc đó là $200 \cdot 20 = 4000$ watt so với vài chục watt khi dẫn bảo hòa.

Hiện tượng này đặc biệt nghiêm trọng khi tải có diod phóng điện: dòng qua tải cuộn dây không thay đổi tức thời trong khi diod phóng điện chỉ có thể dẫn điện khi BJT tắt hẳn, mối nối CE sẽ chịu nguyên dòng tải cho đến khi $v_{CE} = V_{CC}$. Như vậy tổn hao trong quá trình đóng ngắt sẽ tăng cao [dạng dòng áp trên hình II.3.3.b].



Hình II.3.4: cụm BJT đóng ngắt với các linh kiện phụ

Các kết luận:

* Tổn hao trong quá trình đóng ngắt của transistor rất cao, trong thực tế nó là nguồn nhiệt chủ yếu làm phát nóng transistor đóng ngắt, nó giới hạn tần số làm việc của transistor đóng ngắt. Để hạn chế sự phát nóng này ngoài việc sử dụng mạch lái hiệu quả, cần chọn đúng loại transistor đóng ngắt (loại Switching) và dùng mạch cải thiện. Mạch cải thiện quá trình khóa transistor cũng là là mạch snubber (tương tự như ở SCR) bao gồm diod D, điện trở R và tụ điện C trên hình II.3.4. Khi BJT chuyển sang trạng thái khóa, tụ C được nạp qua diod D bằng dòng tải của transistor [dạng áp (1) trên hình II.3.3.a]. Nhờ vậy sẽ không có trường hợp dòng tải bị cưỡng bức chảy qua BJT trong quá trình khóa. Điện trở R hạn dòng phóng qua CE khi BJT dẫn điện trở lại. Diod D ít gặp trong thực tế, giá trị điện trở R từ 33 đến 150 ohm và điện dung C có giá trị trong khoảng 0.1 nF đến 10 nF phụ thuộc điện áp và tần số làm việc.

* Để làm nhanh quá trình chuyển mạch, nhờ đó tăng tần số làm việc và giảm tổn hao năng lượng, cần có **mạch lái** hiệu quả với các khả năng sau:

- Giảm t_{ON} bằng cách cưỡng bức dòng cực nền cho BJT.
- Giảm t_{OFF} khi không cho BJT bảo hòa sâu bằng cách giữ v_{CE} không quá bé, cung cấp I_B vừa đủ; cung cấp phương tiện giải phóng điện tích mối nối BE đã được

nạp khi BJT dẫn điện.

b. Vùng hoạt động an toàn của BJT (Safe Operating Area) (hình II.3.5):

Là vùng chứa các điểm (I_C, V_{CE}) của BJT khi làm việc mà không bị hỏng, giới hạn bởi:

- các giá trị cực đại V_{CEmax}, I_{Cmax} .

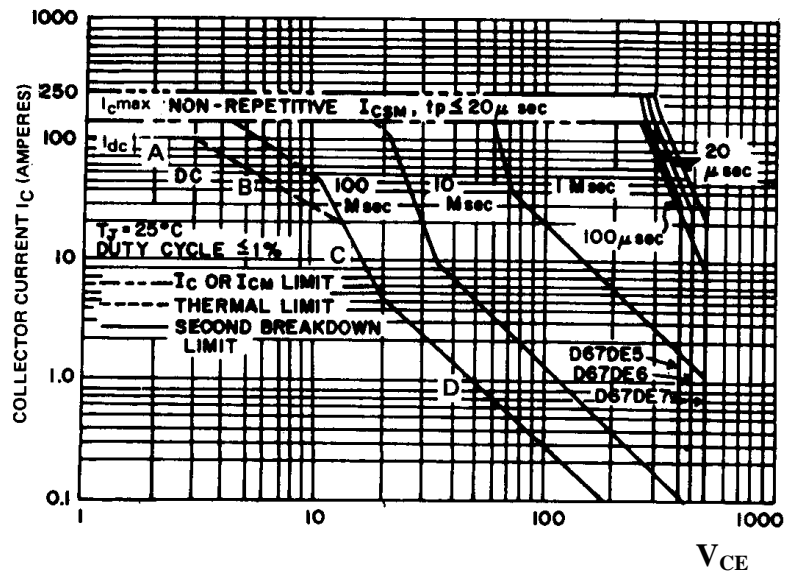
- Gãy (mối nối) thứ cấp (second breakdown), là trường hợp BJT bị hư hỏng do phát nóng cục bộ làm tăng dòng I_C trong khi áp vẫn cao, phân biệt với gãy sơ cấp (primary) khi phân cực ngược. Hiện tượng này là kết quả của nhiều nguyên nhân, xảy ra

trong quá trình đóng ngắt, nhất là với tải RL. Điều này nhấn mạnh tác dụng bảo vệ của mạch Snubber.

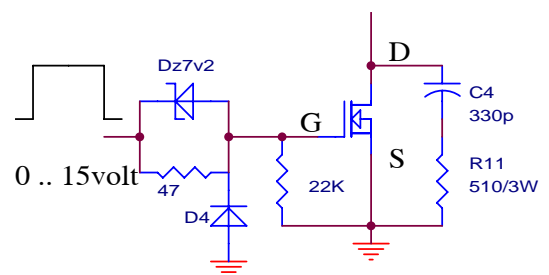
b. Mạch lái MOSFET công suất:

MosFET công suất có các ưu điểm: tần số làm việc cao hơn vì kênh dẫn điện không có mối nối, mạch lái đơn giản hơn vì điều khiển bằng áp - không cần công suất – có thể kéo thẳng từ các vi mạch cấp điện 12 volt (ví dụ khuếch đại thuật toán hay CMOS) khi không cần tần số đóng ngắt cao. Để đạt tần số đóng ngắt lớn, mạch lái cần cung cấp dòng nạp khi

mở MOSFET và tiêu tán điện tích cho các tụ điện mối nối khi tắt. Như vậy các mạch lái MOSFET cũng có yêu cầu tương tự như mạch lái BJT nhưng chỉ có dòng trong chế độ quá độ và áp làm việc cao (0..10 volt hay ± 10 volt). Các hãng chế tạo



Hình II.3.5: Vùng làm việc an toàn khi phân cực (cực B) thuận (FBSOA) của transistor GE-D67DE



Hình II.3.6: Mạch lái MOSFET 5 – 7 A làm việc ở BBD Flyback 50 kHz.

bán dẫn công suất đã chế tạo những module bao gồm linh kiện công suất, mạch lái và bảo vệ làm công việc của nhà thiết kế trở nên đơn giản .

II.4 CÁC LINH KIỆN CÔNG SUẤT MỚI:

Hình II.4.1 - II.4.3 lấy từ sách Power Electronics ... của M.H Rashid cho ta cái nhìn khá toàn diện về các loại linh kiện ĐTCS hiện nay.

Nhìn chung, theo cấu tạo chúng vẫn thuộc hai họ Thyristor và Transistor. Về hoạt động, chúng đóng vai trò của SCR (chỉ kích dẫn) hay ngắt điện bán dẫn một chiều (khi có thể điều khiển khóa). Hình II.4.3 trình bày ký hiệu cùng với mô tả sơ lược hoạt động, hình II.4.1 phân loại theo đặc tính. Có thể thấy là các linh kiện mới bổ sung công nghệ MOS vào bán dẫn công suất để:

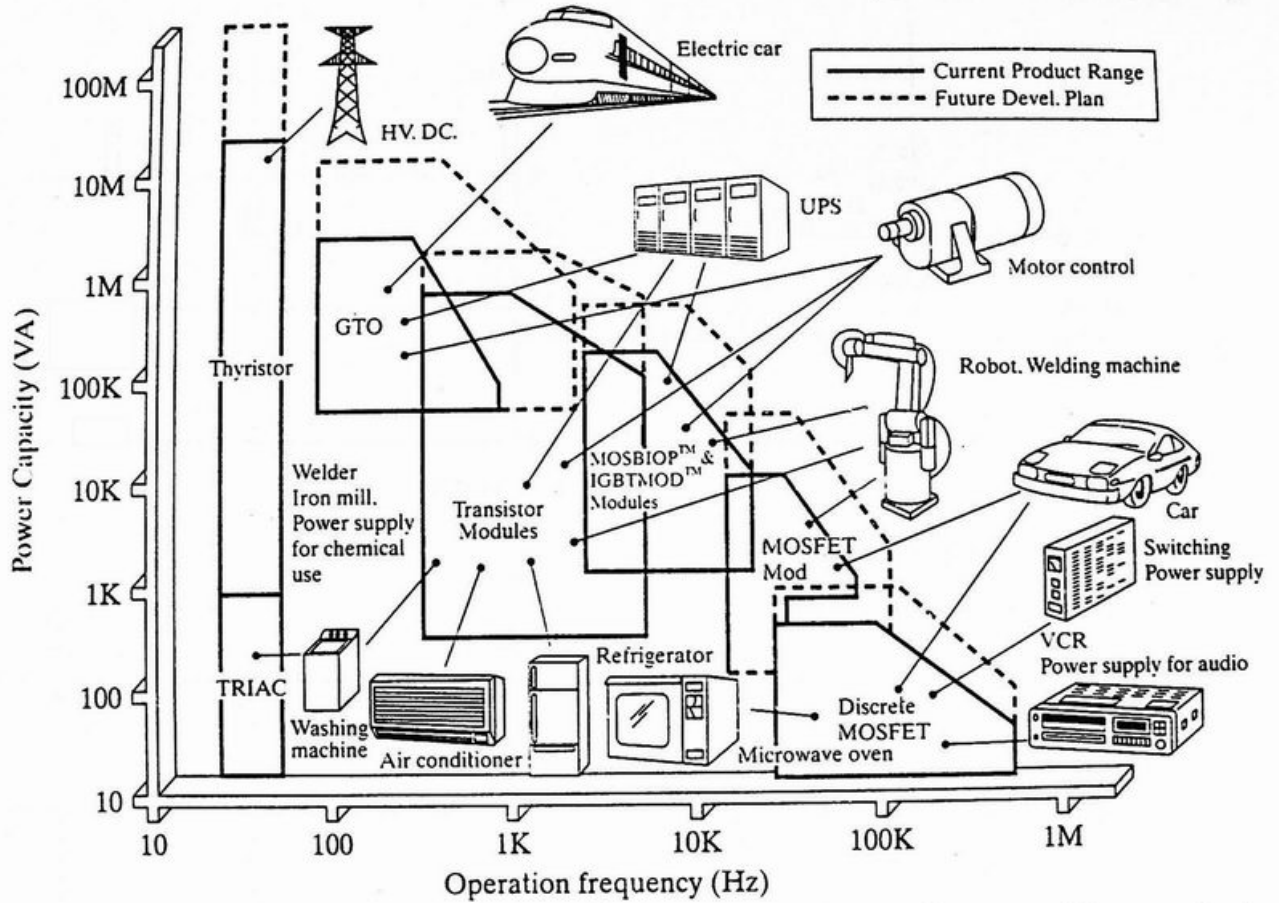
- Cải thiện tốc độ đóng ngắt, nâng cao khả năng chịu dòng, áp ví dụ như IGBT có đặc tính tốt của BJT và MOSFET.

- Cung cấp và cải thiện đặc tính kích ngắt cho họ Thyristor, ví dụ như GTO, SITH, MCT..

Với lưu ý các tính chất của một linh kiện nằm trong nhiều mục khác nhau, ta có thể suy ra đặc tính cơ bản của nó.

- | |
|--|
| <ol style="list-style-type: none">1. Uncontrolled turn on and off (e.g., diode);2. Controlled turn on and uncontrolled turn off (e.g., SCR);3. Controlled turn-on and -off characteristics (e.g., BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT);4. Continuous gate signal requirement (BJT, MOSFET, IGBT, SIT);5. Pulse gate requirement (e.g., SCR, GTO, MCT);6. Bipolar voltage-withstanding capability (SCR, GTO);7. Unipolar voltage-withstanding capability (BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT);8. Bidirectional current capability (TRIAC, RCT);9. Unidirectional current capability (SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, diode). |
|--|

Hình II.4.1: So sánh đặc tính các linh kiện công suất mới



Applications of power devices. (Courtesy of Powerex. Inc.)

Hình II.4.2: Phạm vi ứng dụng hiện tại và triển vọng của các linh kiện công suất mới.

TABLE 1.3 Characteristics and Symbols of Some Power Devices

Devices	Symbols	Characteristics
Diode		
Thyristor		
SITH		
GTO		
MCT		
MTO		
ETO		
IGCT		
TRIAC		
LASCR		
NPN BJT		
IGBT		
N-Channel MOSFET		
SIT		

Hình 11.4.3: Tóm tắt đặc tính các linh kiện công suất mới.

II.5 ĐẶC TÍNH NHIỆT:

4. Đặc tính nhiệt:

Các linh kiện công suất khi làm việc đều tiêu tán năng lượng và phát nóng, sẽ hư hỏng khi nhiệt độ lớn hơn giá trị cho phép. Mục đích của tính toán nhiệt là kiểm tra nhiệt độ mối nối θ_J của miếng tinh thể bán dẫn phải bé hơn giá trị cho phép θ_{Jmax} , có trị số từ 150 . . 200 °C.

Việc giải bài toán này bao gồm :

- Tính công suất tiêu tán trung bình trong chu kỳ T: $\Delta P = \int_T v(t).i(t)dt$; trong đó $v(t)$, $i(t)$ là giá trị tức thời dòng, áp qua ngắt điện. Có thể tra ΔP trong tài liệu của nhà sản xuất, theo hai thông số: trị số trung bình và dạng của dòng điện hay có thể tích phân trực tiếp.

- Tính toán truyền nhiệt từ tinh thể bán dẫn ra môi trường xung quanh:

mối nối \rightarrow vỏ S \rightarrow tản nhiệt \rightarrow môi trường.

Bài toán này có thể được đơn giản hóa khi cho rằng trong chế độ xác lập, chênh lệch nhiệt độ trên đường truyền θ_1 , θ_2 tỉ lệ với công suất tiêu tán ΔP và thông số đặc trưng của môi trường truyền – gọi là điện trở nhiệt R_{12} :

$\theta_1 - \theta_2 = \Delta P \cdot R_{12}$ <1.5> Áp dụng vào tính toán tản nhiệt cho bán dẫn công suất:

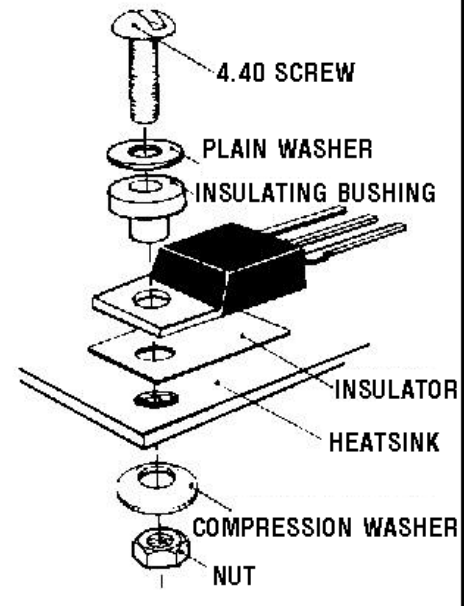
$\theta_J - \theta_A = \Delta P \cdot (R_{JC} + R_{CH} + R_{HA})$ <1.6> với các điện trở nhiệt:

+ R_{JC} : thể hiện khả năng tản nhiệt của linh kiện, cung cấp bởi nhà sản xuất, được cung cấp trực tiếp hay thông qua công suất định mức ΔP (ký hiệu P_{diss} trong các tài liệu tiếng Anh), xác định bằng nhiệt độ mối nối cho phép θ_{Jmax} và nhiệt độ vỏ bằng giá trị môi trường qui định, là $\theta_A = 25^\circ C$. Kết quả là:

$$P_{diss} \cdot R_{JC} = \theta_{Jmax} - 25^\circ C$$

+ R_{CH} : điện trở nhiệt khi truyền từ vỏ của linh kiện qua tản nhiệt, giảm khi áp lực tiếp xúc, độ nhẵn bề mặt tăng. Người ta còn có lớp đệm bằng cao su đặc biệt vừa làm cách điện và tăng tiếp xúc, hay dùng keo (paste) silicon làm kín các khe hở giữa hai bề mặt khi sử dụng mica làm tấm đệm.

+ R_{HA} : điện trở nhiệt khi truyền từ tản nhiệt ra môi trường xung quanh,



Hình 2.5.1 Cách lắp linh kiện công suất vỏ TO 220AB vào tản nhiệt

là bộ phận chủ yếu cho tản nhiệt hệ thống, tỉ lệ nghịch với diện tích tản nhiệt. Có thể giảm R_{HA} khi làm đen bề mặt (tăng khả năng bức xạ nhiệt), hay dùng quạt để tản nhiệt cưỡng bức. Ở các hệ thống công suất rất lớn, có thể làm mát bằng cách bơm nước qua tản nhiệt để giảm kích thước bộ tản nhiệt, tránh choán chỗ.

Đề ý là khi không sử dụng tản nhiệt, điện trở nhiệt từ vỏ linh kiện công suất ra môi trường rất lớn, vì diện tích tiếp xúc với không khí của linh kiện rất bé, dẫn đến khả năng tiêu tán công suất lúc này rất bé so với giá trị định mức.

Tính toán nhiệt như mô tả ở trên thường được dùng cho bài toán kiểm tra, khi chọn sơ bộ có thể sử dụng các giá trị trung bình hay hiệu dụng của dòng điện như sau:

Dòng làm việc trung bình $I_O <$ Giá trị trung bình định mức I_{AVE} hay

Dòng làm việc hiệu dụng $I_R <$ Giá trị hiệu dụng định mức I_{RMS}

Ở Thyristor, quan hệ giữa hai giá trị này là :

$$I_{RMS} = 1.57 I_{AVE}$$

do dạng dòng qui định khi tính toán định mức cho diode và SCR là chỉnh lưu bán sóng. Hệ số an toàn dòng thường chọn từ 1.2 đến 2 lần. Việc tính chọn theo hiệu dụng thường cho kết quả phù hợp hơn vì dạng dòng mạch điện tử công suất thường là dạng xung.

Sau khi chọn giá trị định mức, khi thi công cần phải thể kiểm tra nhiệt độ vỏ linh kiện bán dẫn, không được vượt quá 65 .. 70 °C.

Ở linh kiện công suất có thể gắn mạch in (dòng bé, > vài chục A) ta có thể gặp giá trị cực đại liên tục. Khi đó, ta chọn theo giá trị cực đại làm việc, với hệ số an toàn từ 2 đến 3 lần.

II.6 BẢO VỆ BỘ BIẾN ĐỔI VÀ NGẮT ĐIỆN BÁN DẪN:

1. Bảo vệ dòng:

+ Bảo vệ dòng cực đại (ngắn mạch – quá dòng tức thời):

Cần chèn tác động nhanh và $\int_T i^2 dt$

CB (ngắt mạch tự động – Aptomat)

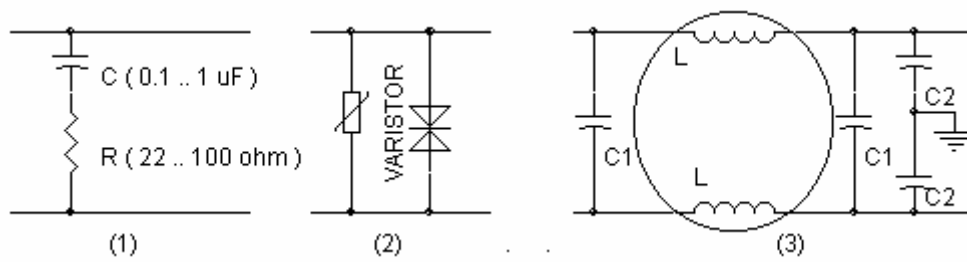
+ Bảo vệ quá tải (quá dòng có thời gian):

CB (ngắt mạch tự động – Aptomat)

Rơ le nhiệt

Mạch hạn dòng của bộ điều khiển vòng kín.

2. Bảo vệ áp: (quá áp dạng xung)



Hình 2.6.1

RC nối tiếp mắc song song (1), Varistor là loại điện trở giảm nhanh khi áp lớn hơn trị số ngưỡng (2) và các bộ lọc nguồn(3) gồm mắc lọc LC hình π .

Snubber song song ngắt điện.

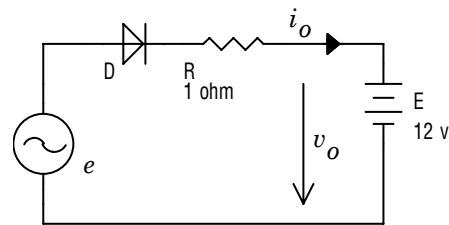
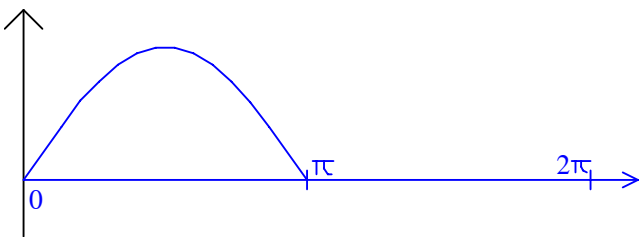
II.7 TÓM TẮT CÁC Ý CHÍNH:

Sau khi học chương 2, cần nắm vững các nội dung sau:

- Nguyên lý hoạt động và các đặc tính của các ngắt điện điện tử, so sánh với các linh kiện lý tưởng của chương 1.
- Cách lựa chọn định mức dòng áp linh kiện công suất cho một mạch cụ thể.
- Nguyên lý điều khiển các ngắt điện.

Bài tập:

1. Chứng minh quan hệ <1.7> giữa định mức dòng trung bình và hiệu dụng của Thyristor (mục I.3.4.4): $I_{RMS} = 1.57 I_{AVE}$.



2. Vẽ dạng dòng, áp ra và tính trị trung bình dòng qua mạch nạp accu hình trên, với $e(t) = 12\sqrt{2} \sin(100\pi t)$, xem diod không có sụt áp thuận.

3. Các câu hỏi kiểm tra:

- b. Theo bạn, đặc tính của rơ le bảo vệ quá tải sẽ tính bằng giá trị hiệu dụng hay trung bình?
- c. Mô tả nguyên lý hoạt động của SCR.
- d. Mô tả nguyên lý hoạt động của TRIAC theo bạn, dòng cực cổng (không dấu) sẽ bé và lớn nhất trong trường hợp nào của 4 chế độ làm việc sau:

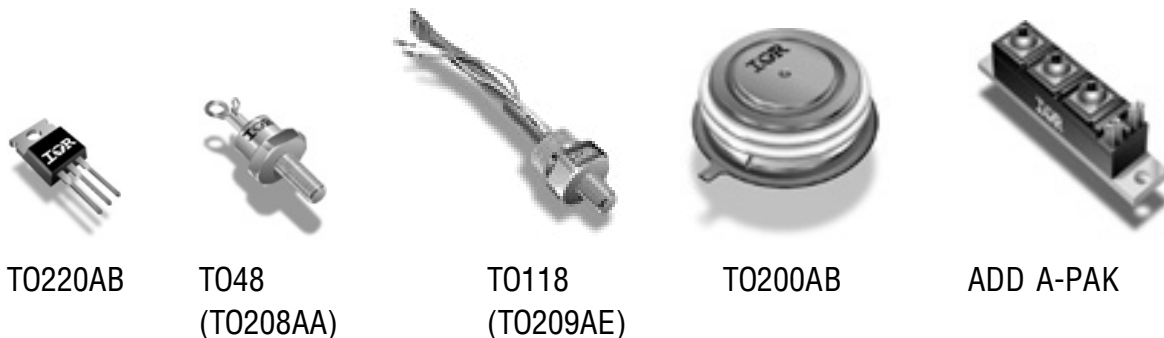
I: $I_A > 0, I_G > 0$ II: $I_A > 0, I_G < 0$, III: $I_A < 0, I_G < 0$ IV: $I_A < 0, I_G > 0$

e. Trình bày đặc tính volt – ampe của SCR và các thông số liên quan.

f. Tóm tắt các bảo vệ cho SCR hay Thyristor nói chung.

PHỤ LỤC CHƯƠNG 1

A. HÌNH DẠNG BÊN NGOÀI MỘT SỐ SCR:



B. ĐẶC TÍNH KỸ THUẬT CHI TIẾT CỦA SCR:

Các datasheet sau cho ta đặc tính kỹ thuật chi tiết của 2 SCR, một có dạng Boulon và một có dạng domino (mô đun ADD A-PAK) của hãng International Rectifier (IR).

Chương 3 ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT XOAY CHIỀU

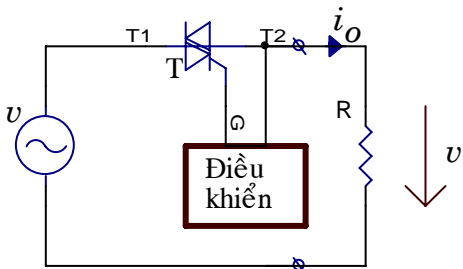
III.1 THYRISTOR LÀ PHẦN TỬ ĐÓNG NGẮT MẠCH ĐIỆN AC:

Thí nghiệm: Lập mạch điện như hình 3.1.1

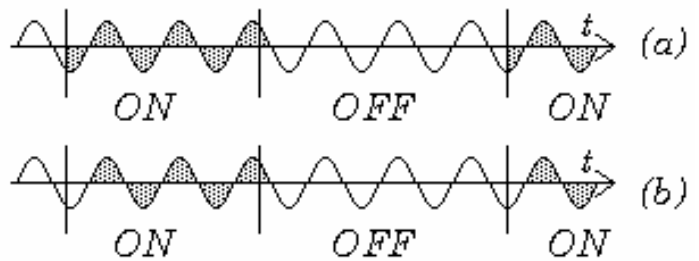
Khi cung cấp dòng cực cổng đủ lớn, TRIAC sẽ dẫn điện (ON). Với tải R, dòng qua tải cùng dạng với áp. Khi áp nguồn qua zero ở cuối bán kỳ, TRIAC sẽ tắt nếu dòng qua cực cổng G không còn. Trên hình 3.1.2.a, Khoảng TRIAC ON được tô đậm, khoảng không được tô tương ứng với TRIAC không dẫn điện (OFF) khi dòng cực cổng bị ngắt.

Vậy TRIAC là phần tử có thể đóng ngắt ở điện AC, nó ON khi được kích và OFF khi mất dòng cực G. Để ý TRIAC không ngắt khi mất dòng kích cho đến khi dòng qua nó về không (với tải R là ở cuối bán kỳ). Điều này cũng sẽ không xảy ra khi nguồn là một chiều, dòng qua thyristor không thể về không.

Khi thay TRIAC bằng SCR, ta có cùng kết quả nhưng SCR chỉ dẫn điện bán kỳ.



Hình 3.1.1: TRIAC làm việc với nguồn AC tải R



Hình 3.1.2: Dạng áp ra điều khiển ON – OFF (a), có đóng ngắt lúc áp qua zero (b)

Nhân xét:

- Thyristor có thể đóng ngắt mạch điện xoay chiều, nó đóng mạch khi được phân cực thuận và có dòng cực cổng đủ lớn, tự tắt khi áp lưới đảo chiều và phải kích trở lại ở mỗi nửa chu kỳ.

Quá trình đóng ngắt thyristor làm việc với nguồn hình sin còn được gọi là chuyển mạch lưới (line commutation).

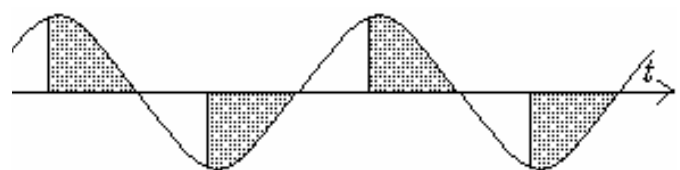
- Điều khiển ON – OFF còn gọi là điều khiển toàn chu kỳ(integral cycle control): Ngắt điện (thyristor) có hai trạng thái:

ON: Thyristor có dòng cực cổng đủ lớn liên tục: ngắt điện đóng mạch, áp trên tải bằng áp nguồn.

OFF: Thyristor không có dòng cực cổng: NB từ trạng thái dẫn => khóa khi áp lưới qua zero, và áp trên tải => không.

- Điều khiển ON-OFF có thể điều khiển dòng năng lượng cung cấp nhưng không thể thay đổi điện áp cung cấp cho tải.

Để điều khiển áp ra, ta có thể thay đổi thời điểm (pha) kích SCR trong mỗi chu kỳ <=> khoảng dẫn điện của SCR trong chu kỳ thay đổi => áp ra được thay đổi như hình 3.1.3.



Hình 3.1.3: Áp ra điều khiển pha tải trở

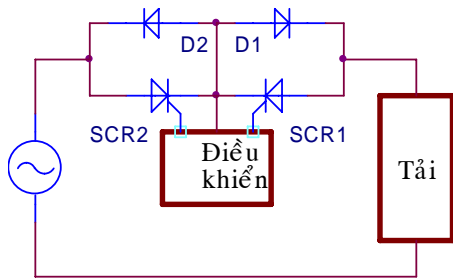
Phương pháp này gọi là điều khiển pha, là một nội dung rất quan trọng của ĐTCS, sẽ được khảo sát ở cuối chương và còn tiếp tục ở chương chỉnh lưu.

III.2. CÁC SƠ ĐỒ MẠCH ĐỘNG LỰC:

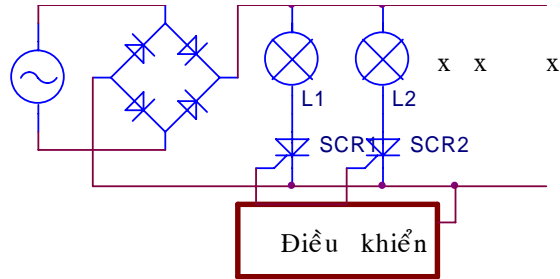
a. Sơ đồ một pha:

- Dùng TriAC, hai SCR // ngược.

- Các sơ đồ SCR +Diod (hình III.2.1. a và b)



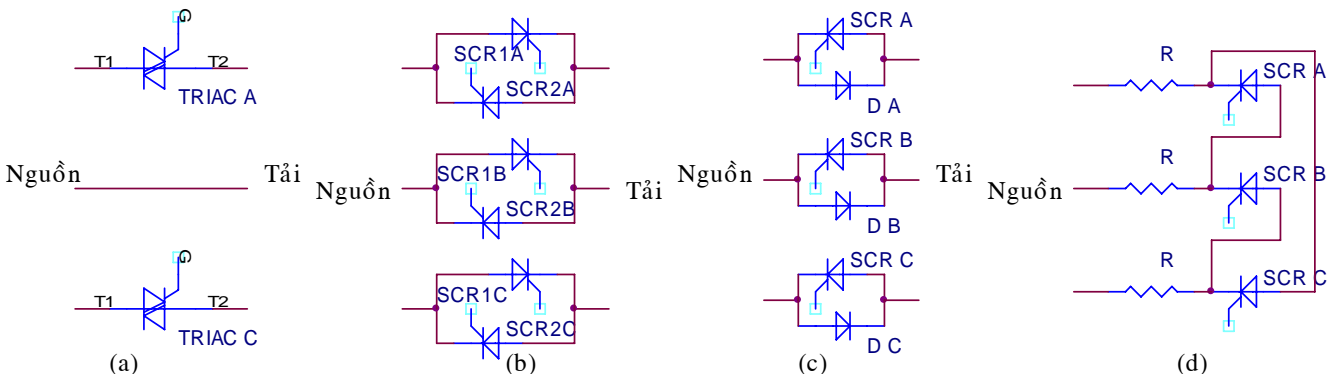
(a)



(b) Hình 3.2.1: Sơ đồ ĐK công suất xoay

chiều.

b. Sơ đồ ba pha:



Hình 3.2.2: ĐK công suất xoay chiều, sơ đồ ba pha.

II.3 ĐIỀU KHIỂN ON – OFF:

1. Nguyên lý điều khiển công suất: thay đổi tỉ lệ t_{ON}/T (độ rộng xung tương đối) của quá trình đóng ngắt.

Có thể chứng minh dễ dàng là công suất trung bình của tải:

$$P_O = P_{MAX} \cdot t_{ON}/T$$

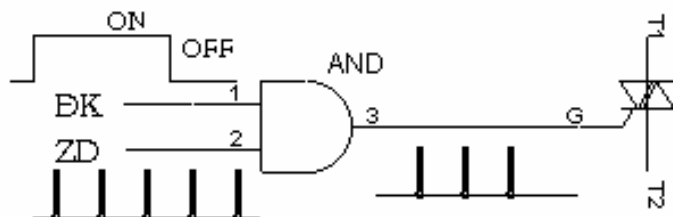
P_{MAX} : Công suất nhận được khi nối trực tiếp vào lưới.

t_{ON} : Thời gian thyristor ON. T: Chu kỳ đóng ngắt

2. Đóng ngắt lúc áp qua điểm không (zero switching):

a. Nguyên lý: Thyristor chỉ đóng mạch khi áp nguồn qua zero.

Khi đó, áp trên tải chỉ có thể là số nguyên bán kỳ lưới. Dòng qua tải tăng



lên từ zero ngay cả khi tải R.

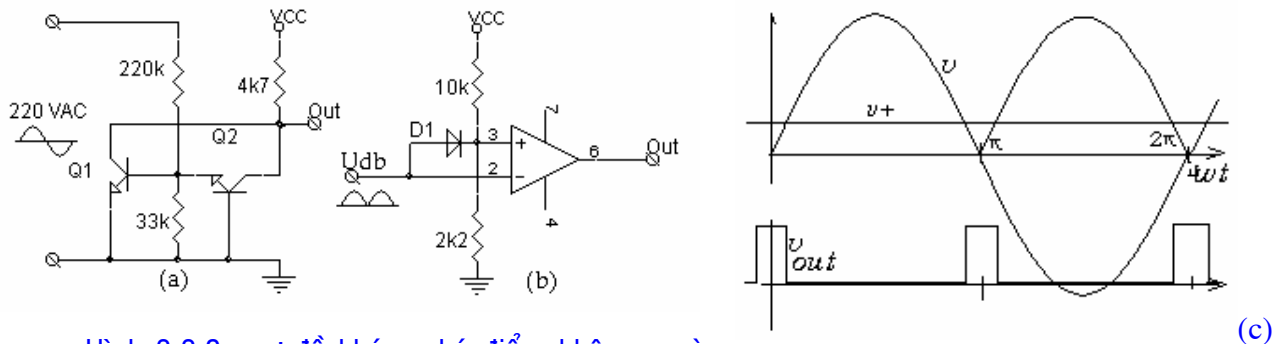
Hình 3.3.1: sơ đồ ĐK zero switching

b. Lợi ích của zero switching:

Tránh được khả năng phát xạ nhiễu vô tuyến hay nhiễu lan truyền trên dây nguồn khi dòng tải bị tăng đột ngột lúc Thyristor bắt đầu dẫn với tải R.

c. Mạch điều khiển zero switching:

Nguyên lý của zero switching là chỉ kích thyristor khi áp nguồn qua zero (hình 3.3.1). Hình 3.3.2 phát xung khi áp nguồn qua zero nên được gọi là mạch khám phá zero (zero detector). Xung zero (ZD) này phải qua cổng AND kiểm soát bằng tín hiệu điều khiển ĐK.

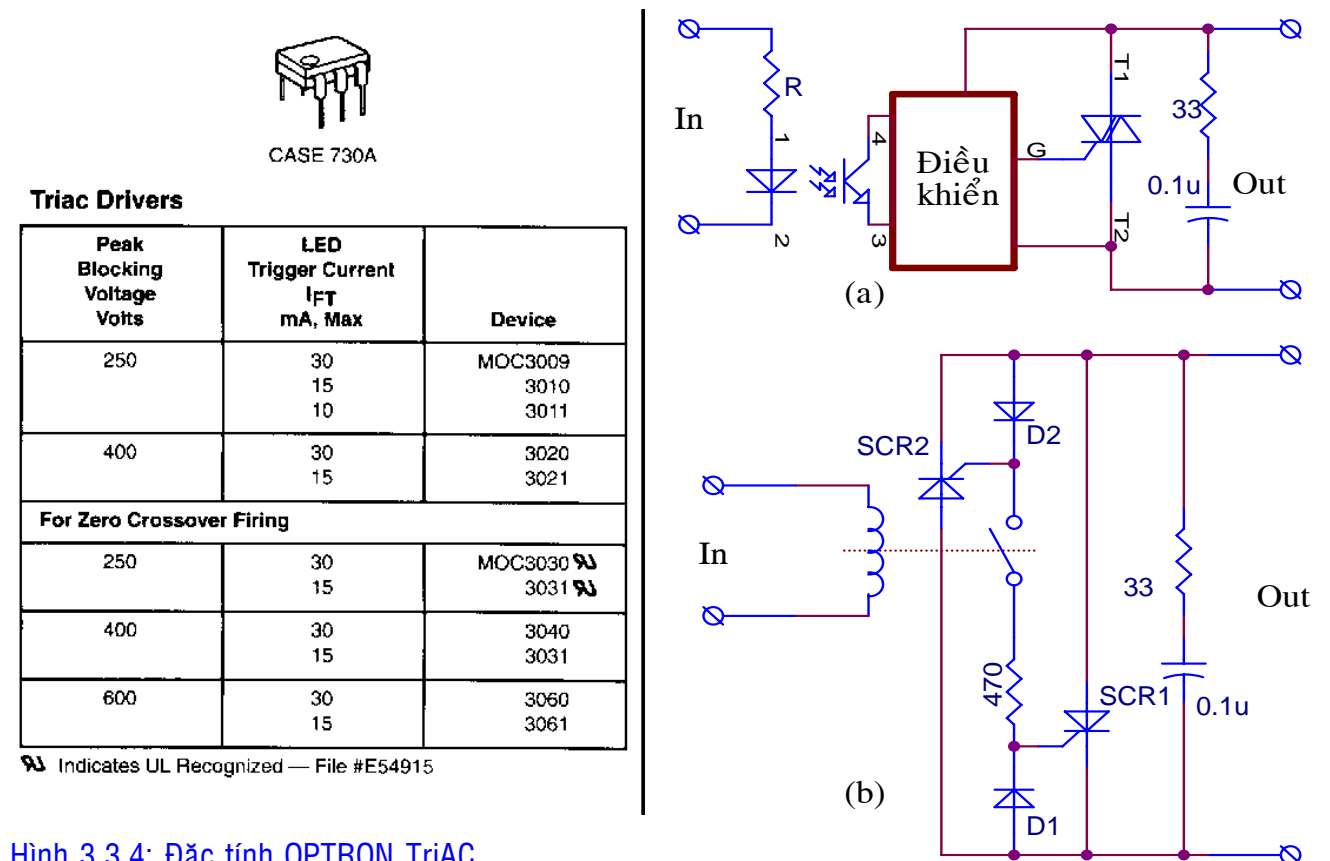


Hình 3.3.2 : sơ đồ khám phá điểm không a và b, c là dạng áp ra hình b.

Mạch khám phá zero còn đóng vai trò rất quan trọng trong những mạch điều khiển làm việc với lưới điện xoay chiều.

3. Ứng dụng ĐK ON - OFF:

Nguyên tắc chung: Thyristor thay thế ngắt điện cơ khí để đóng ngắt tải AC với nhiều ưu điểm, được gọi là Rơ le, contactor bán dẫn SSR (solid state relay)

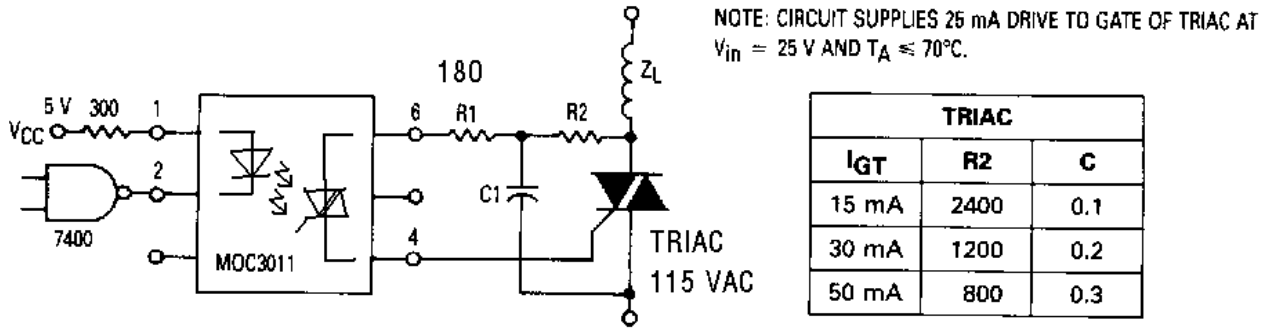


Hình 3.3.4: Đặc tính OPTRON TriAC

Hình 3.3.3: Sơ đồ rơ le bán dẫn

- Sơ đồ khối tổng quát (hình 3.3.3.a): Ngõ vào của SSL nối bộ điều khiển TRIAC qua bộ cách ly Optron. Khi diod phát quang của Optron có dòng, transistor ngõ ra sẽ bảo hòa, tác động lên mạch Điều khiển cung cấp dòng kích cho TRIAC.

- Mạch điện đk ON – OFF tải dùng SCR và tiếp điểm cơ khí (relay) (hình 3.3.3.b)



Hình 3.3.5: Sơ đồ rơ le bán dẫn dùng OPTRON TRIAC

Hin 3.3.4 và 3.3.5 hướng dẫn cách sử dụng Optron TRIAC để điều khiển ON-OFF .

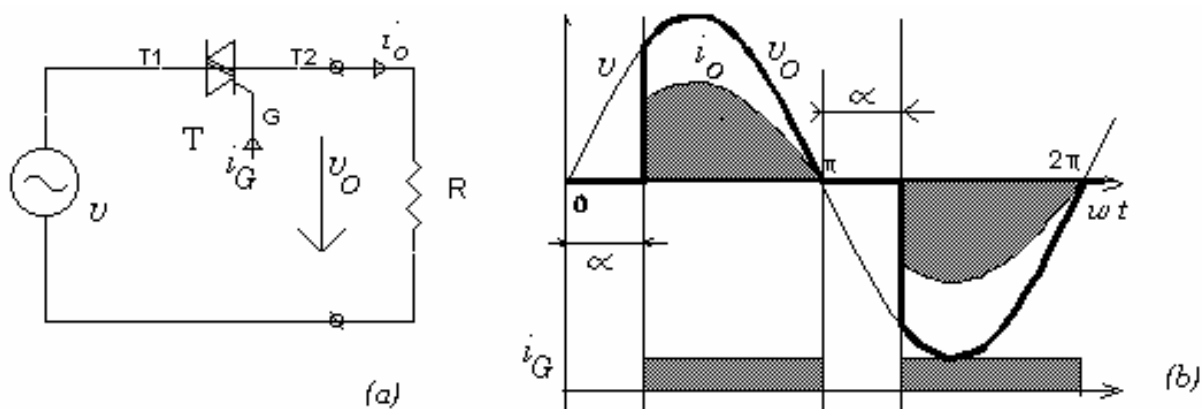
Ưu điểm: SSR không tạo ra tia lửa điện khi đóng ngắt, số lần và tần số đóng ngắt cho phép rất cao, công suất điều khiển rất bé - có thể tác động trực tiếp từ mạch vi điện tử, có thể tích hợp với các bộ điều khiển điện tử khác để được nhiều tính năng mới.

Nhược điểm: Là các nhược điểm của thiết bị điện tử: khả năng quá tải kém, hỏng không phục hồi được, nhạy với nhiễu, nhiệt ...

Rơ le, contactor bán dẫn thường được dùng thay thế rơ le, contactor cơ khí khi cần số lần đóng ngắt lớn, mạch cấp điện cho biến áp máy hàn điện trở (hàn tiếp xúc), điều khiển lò điện hay tác động nhanh (như ổn áp xoay chiều hay UPS) ...

III.4 ĐIỀU KHIỂN PHA ÁP XOAY CHIỀU:

Điều khiển pha (ĐKP): là phương pháp thay đổi điện áp ra trong hệ thống có nguồn hình sin bằng cách sử dụng xung kích cổng các thyristor có cùng tần số nhưng góc lệch pha thay đổi so với hình sin lưới. Như vậy thyristor dẫn một phần chu kỳ lưới, điểm bắt đầu dẫn của thyristor sẽ thay đổi theo góc điều khiển, nhưng thyristor chỉ trở về trạng thái khóa khi dòng điện về không.



Hình 3.4.1: Sơ đồ và dạng áp ra sơ đồ điều khiển pha tải thuần trở.

Thông số căn bản của ĐKP là góc điều khiển pha (ĐKP) α – còn gọi là góc thông chậm

(angle of retard, delayed angle), được tính từ vị trí tương ứng với $\alpha = 0$ gọi là góc chuyển mạch tự nhiên hay không có điều khiển. Góc chuyển mạch tự nhiên này là điểm thyristor bắt đầu dẫn điện khi ta cung cấp dòng cực cổng liên tục và tải là thuần trở, tương ứng với trường hợp thay thế thyristor bằng diode. Có thể dễ dàng thấy là khi $\alpha = 0$, áp ra sẽ cực đại.

Thông số khác của sơ đồ điều khiển là bề rộng xung kích thyristor phải đảm bảo phạm vi thay đổi góc ĐKP rộng nhất, từ giá trị áp ra tối thiểu (thường bằng 0) tương ứng $\alpha = \alpha_{MAX}$ đến tối đa $\alpha = 0$ (HT không điều khiển).

2. Khảo sát sơ đồ một pha:

a. Tải điện trở: (Hình 3.4.1)

Gọi áp nguồn $v = V\sqrt{2} \sin \omega t$ < 3.4.1 >

với V, ω : trị số hiệu dụng và tần số góc áp nguồn

Tại $\omega t = 0$, đóng nguồn. T không dẫn nên dòng tải $i_O = 0$

=> áp ra $v_O = 0$, áp trên TRIAC $v_T = v - v_O = v > 0$. Thyristor phân cực thuận.

Tại $\omega t = \alpha$, có dòng kích i_G và $v_T > 0$ => T dẫn điện, ta có:

$$v_T = 0, v_O = v \Rightarrow i_O = v/R \text{ có dạng hình sin như điện áp.}$$

Tại $\omega t = \pi$, $v_O = 0$, $i_O = 0$ => T tắt.

Trong bán kỳ âm, dạng áp dòng được lập lại, nhưng với giá trị ngược lại (hình 3.4.1.(b)).

- Trị hiệu dụng áp trên tải:

$$V_{OR} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V\sqrt{2} \sin \omega t)^2 d\omega t} = V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} < 3.4.2 >$$

Kiểm tra lại: khi $\alpha = 0$, áp ra bằng áp nguồn $V_{OR} = V$. Vì dòng có cùng dạng với áp (tải thuần trở), trị hiệu dụng dòng qua tải:

$$I_{OR} = \frac{V_{OR}}{R} = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} < 3.4.3 >$$

- Công suất:

$$P_O = \frac{1}{T} \int_T v_O \cdot i_O dt = \frac{1}{T} \int_T \frac{(v_O)^2}{R} dt = \frac{(V_{OR})^2}{R} < 3.4.4 >$$

Biểu thức này vẫn giống như trường hợp nguồn hình sin vì do tải thuần trở, dạng dòng áp trên tải vẫn giống nhau.

- Có thể chứng minh dễ dàng là HSCS của mạch < 1 do dòng qua nguồn không hình sin.

Bài tập: Tìm biểu thức tổng quát của HSCS khi điều khiển pha áp AC tải R.

Ví dụ: Tìm góc ĐKP α để công suất ra bằng 1/2 công suất cực đại (khi đóng trực tiếp vào nguồn).

Giải: Giải trực tiếp bài toán ngược suy từ phương trình <3.4.3> không thực hiện được, từ <3.4.4 >, ta có

$$P_O = \frac{1}{T} \int_T \frac{(v_O)^2}{R} dt = \frac{1}{2} \cdot P_{MAX} = \frac{1}{T} \int_T \frac{(v)^2}{R} dt \text{ hay } \int_T (v_O)^2 dt = \frac{1}{2} \int_T (v)^2 dt$$

=> Ta cần có tích phân của bình phương áp ra v_O bằng 1/2 tích phân của bình phương áp nguồn v , do tính đối xứng của hình sin, suy ra $\alpha = 90^\circ$. Có thể kiểm tra lại bằng tính toán theo

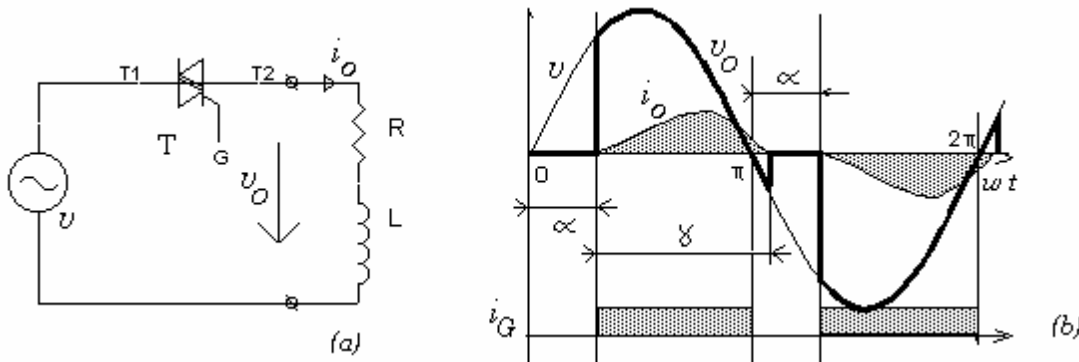
< 3.4.3 > và < 3.4.4 >, trường hợp này áp ra v_O có trị hiệu dụng là $V/\sqrt{2}$.

b. Tải RL:

Khảo sát tương tự trường hợp tải điện trở :

Tại $\omega t = 0$, đóng nguồn. TRIAC T không dẫn nên dòng tải $i_O = 0$

=> áp ra $v_O = 0$, áp trên T là $v_T = v - v_O = v > 0$. Thyristor phân cực thuận.



Hình 3.4.2 Sơ đồ và dạng áp ra sơ đồ điều khiển pha tải cảm kháng.

Tại $\omega t = \alpha$, có dòng kích i_G và $v_T > 0$

=> T dẫn điện, $v_T = 0$, $v_O = R \cdot i_O + L \cdot \frac{di_O}{dt} = v = V\sqrt{2} \sin \omega t$ < 3.4.5 >

với điều kiện ban đầu $i_O = 0$ khi $\omega t = \alpha$

Giải ra :dòng tải có dạng $i_O = i_{O1} + i_{O2}$ với

* i_{O1} là thành phần xác lập, xác định từ tác dụng của nguồn hình sin v :

$$i_{O1} = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sin(\omega t - \phi)$$

với tổng trở tải $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ và góc pha $\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$

* i_{O2} là thành phần quá độ, là nghiệm của pt không vế hai: $0 = R \cdot i_O + L \cdot \frac{di_O}{dt}$

$$i_{O2} = Ae^{-t/\tau}$$

với thời hằng $\tau = L/R$, Hằng số tích phân A xác định từ điều kiện ban đầu

$$0 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sin(\alpha - \phi) + Ae^{-\alpha/\omega\tau}$$

suy ra

biểu thức dòng điện ngõ ra i_O như <2.10> sau

$$i_O = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega\tau}} \right]$$

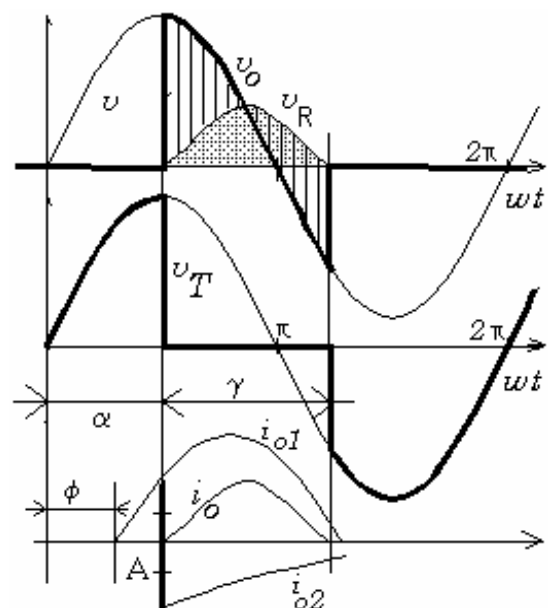
< 3.4.6 >

Các thành phần dòng điện i_O được vẽ trên hình 2.13 cho một bán kỳ.

Khi $\omega t = \alpha + \gamma$ dòng về không: $i_O = 0$ suy ra

$$\sin(\alpha + \gamma - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{\gamma}{\omega\tau}} = 0$$

hay:



Hình 3.4.3 : Các thành phần của dòng điện tải (vẽ cho một bán kỳ) www.khvt.com

$$\sin(\alpha + \gamma - \phi) = \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\gamma/\omega\tau} \quad < 3.4.7^* >$$

γ : bề rộng xung dòng hay góc dẫn của Thyristor, là nghiệm của < 3.4.7*>. Phương trình này chỉ có thể giải bằng phương pháp số.

Nhận xét là $\gamma > \pi - \alpha$ nghĩa là khi áp lưới về không, dòng chưa về không, thyristor sẽ dẫn điện ở một phần bán kỳ âm.

Hiện tượng này có thể giải thích bằng tác dụng của tự cảm L luôn luôn chống lại sự thay đổi của dòng điện. Khi thyristor bắt đầu dẫn, dòng qua mạch tăng lên từ giá trị không. Vì $v_L = L \frac{di_o}{dt} > 0$ sụt áp qua R bé hơn áp nguồn. Khi áp nguồn v giảm, i_o giảm và $v_L < 0$ làm tăng hiệu thế qua R, cho phép dòng qua nó vẫn còn khi áp nguồn đã âm. v_L là phần diện tích gạch sọc thẳng đứng trên, v_R là phần có chấm ở hình 3.4.3.

Trong bán kỳ âm, dạng áp dòng được lập lại, nhưng với giá trị ngược lại (hình 3.4.3).

Trị hiệu dụng áp ra:

$$\begin{aligned} V_{oR} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (V\sqrt{2} \sin \omega t)^2 d\omega t} \\ &= V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\gamma + \frac{1}{2} [\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \gamma)] \right)} \end{aligned} \quad < 3.4.8 >$$

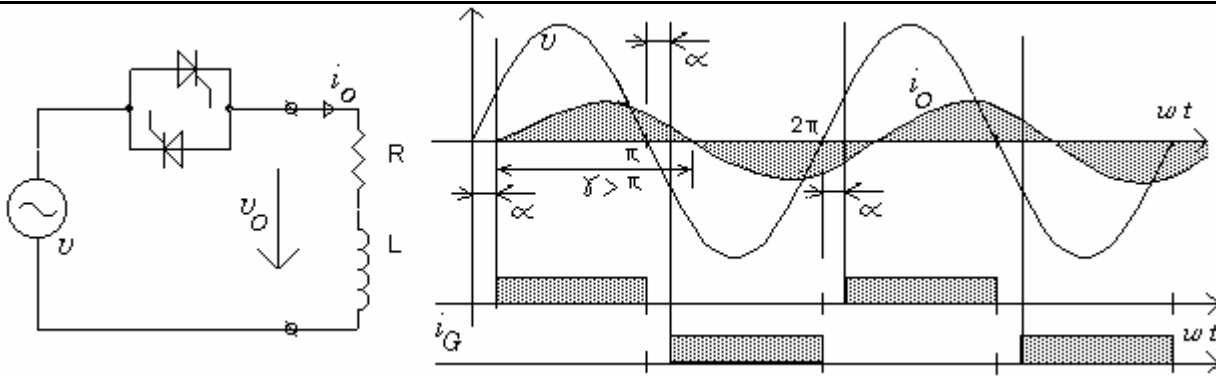
Biểu thức tính trị hiệu dụng dòng ra có dạng rất phức tạp vì i_o có cả hàm sin và hàm mũ, không tiện tính toán bằng giải tích. Trong phụ lục ở cuối chương, phương pháp tính toán góc dẫn, các đặc trưng của dòng điện trong bộ biến đổi điều khiển pha bằng đồ thị được trình bày.

Các nhận xét:

* Áp ra bằng không khi $\alpha = \alpha_{MAX} = 180^\circ$.

* Góc α tối thiểu với tải RL (phạm vi điều chỉnh góc điều khiển pha tải RL) bằng ϕ . Khi α giảm, góc dẫn γ tăng. Khi $\gamma = 180^\circ$, xung dòng bán kỳ dương nối liền xung dòng của bán kỳ âm (dòng điện là liên tục), áp ra v_o đạt cực đại và bằng áp vào v , dòng ra hình sin tương ứng góc điều khiển pha là cực tiểu (để còn có thể điều khiển) - giá trị này bằng ϕ . Có thể thế vào <2.11> để kiểm tra. Khi kích các thyristor với xung có $\alpha < \phi$ với dạng thích hợp (xung rộng), áp ra không thay đổi – hệ thống không còn điều khiển được khi $\alpha > \phi$.

* Yêu cầu kích xung rộng: Khi điều khiển pha áp xoay chiều, xung kích các thyristor cần là xung rộng để đảm bảo mạch làm việc bình thường khi $\alpha < \phi$. Đối với sơ đồ một pha, người ta thường dùng xung có bề rộng $(\pi - \alpha)$ tương ứng xung bắt đầu ở $\omega t = \alpha$ và chấm dứt ở $\omega t = \pi$ ở chu kỳ đầu. Để chứng tỏ sự cần thiết này, ta quan sát hình 2.14 mô tả quá trình quá độ bộ ĐKP áp xoay chiều một pha tải RL kích bằng xung rộng khi góc ĐKP $\alpha < \phi$.



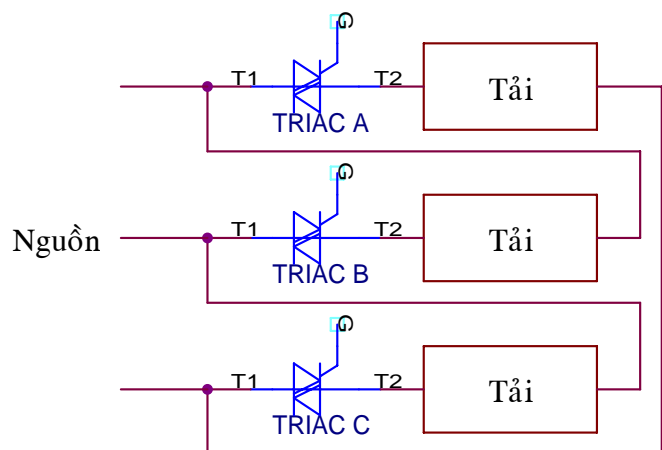
Hình 3.4.4: Quá trình quá độ bộ ĐKP áp xoay chiều một pha.

Ở bán kỳ đầu tiên, T1 sẽ dẫn điện ngay khi được kích. Do $\alpha < \phi$, góc dẫn γ của T1 lớn hơn π và đến bán kỳ thứ hai, khi T2 có xung cực cổng, T1 vẫn còn dẫn, nên T2 vẫn bị đặt áp âm và T2 sẽ dẫn điện ngay khi dòng T1 về không (T1 tắt). Áp ra v_o vẫn bằng áp nguồn v là giá trị lớn nhất có thể có. Như vậy có thể xem T2 được kích với góc ĐKP lớn hơn giá trị α của mạch điều khiển cung cấp nhưng vẫn lớn hơn ϕ và góc dẫn γ của nó tiếp tục lớn hơn π . Mọi việc xảy ra tương tự ở các bán kỳ sau. Để ý là dù các góc dẫn thay đổi, chúng luôn lớn hơn π và áp ra v_o vẫn bằng áp nguồn v . Quá trình quá độ này sẽ chấm dứt khi dòng trở thành hình sin và lệch pha với áp góc ϕ . Nếu xung kích các thyristor không kéo dài, T2 sẽ không thể dẫn điện khi T1 tắt. Ở bán kỳ thứ 3, T1 lại dẫn và đến bán kỳ thứ 4, T2 cũng không thể làm việc như ta mong muốn.

3. Sơ đồ ba pha:

Trong công nghiệp, để cung cấp được công suất lớn cũng như đảm bảo sự cân bằng của lưới điện, người ta dùng các sơ đồ ba pha. Sơ đồ hình 3.2.2.(b) dùng ba TRIAC cho tải trở hay ba cặp SCR song song ngược là các sơ đồ cho ra áp dòng cân bằng, dùng được cho điều khiển pha tải điện xoay chiều.

Trong một số trường hợp người ta còn dùng cách nối ba mạch một pha độc lập như hình 3.4.5 vì lý do đơn giản. Lúc này mỗi pha tải và thyristor điều khiển nối vào áp dây, các pha không ảnh hưởng lẫn nhau, tính toán như mạch một pha.

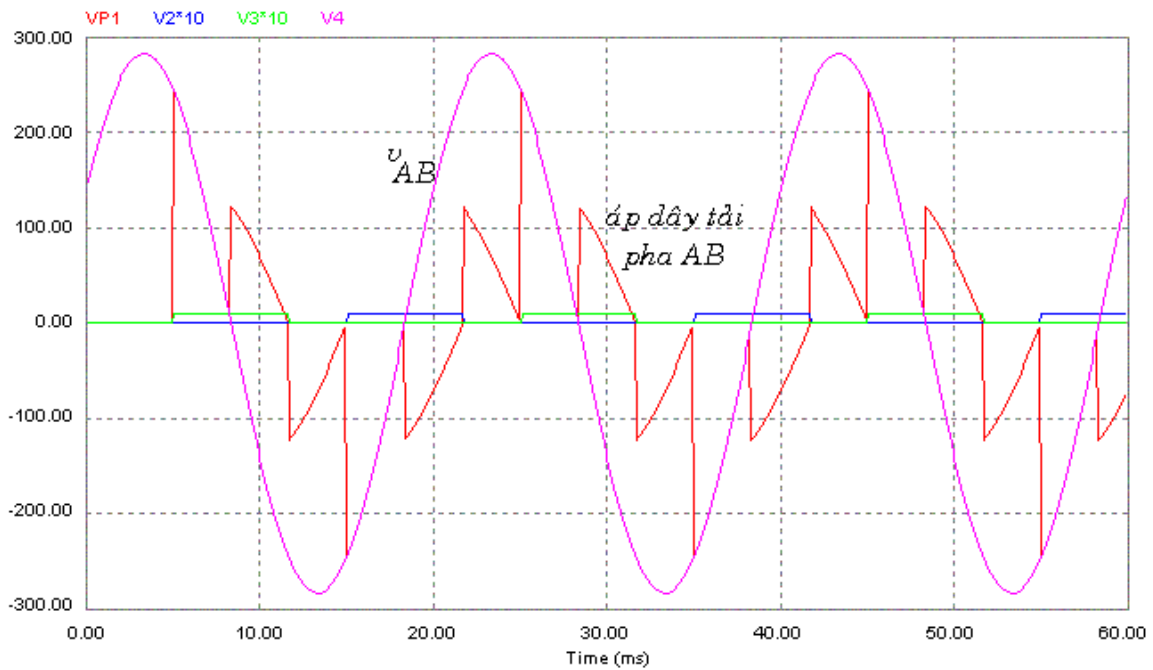


Hình 3.4.5 Sơ đồ điều khiển pha tải ba pha dùng ba mạch một pha

Hoạt động của mạch ba pha hình 3.2.2.(b) với tải R hay RL hoàn toàn tương tự như sơ đồ một pha nhưng việc khảo sát phức tạp hơn vì các pha có mối liên quan với nhau.

Có 2 trường hợp (mô tả với tải nối Y):

- Chỉ có hai nhánh SCR dẫn điện: áp pha có dòng tải bằng $\frac{1}{2}$ áp dây tương ứng, áp pha không có dòng bằng 0.
- Cả ba nhánh SCR dẫn điện: áp pha tải bằng áp pha nguồn.



Hình 3.4.5b: Dạng áp ra (áp dây) mạch điều khiển pha áp xoay chiều, sơ đồ 3 pha hình 2.5b tải thuần trở.

Việc SCR chỉ ngắt khi dòng qua nó bằng không đã làm việc khảo sát giải tích BBD ba pha tải RL không thể thực hiện được, chỉ có thể mô phỏng trên máy tính hay qua thí nghiệm. Như vậy, việc tính toán cũng dựa vào các đồ thị hay chương trình máy tính.

Kết quả khảo sát cũng hoàn toàn tương tự: Khi tăng góc điều khiển pha, áp ra giảm dần. Góc dẫn của các thyristor cũng phụ thuộc vào tính chất của tải. Có thể chứng minh dễ dàng là với tải RL, khi α nhỏ hơn ϕ ta cũng hết điều khiển được áp ra vì lúc đó các thyristor luôn luôn dẫn. Áp ra bằng áp lưới.

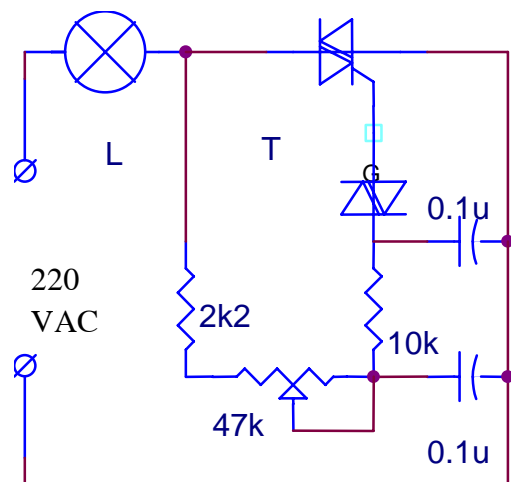
4. Ứng dụng điều khiển pha áp xoay chiều:

a. Điều chỉnh độ sáng đèn có tim, ổn áp xoay chiều dùng thyristor::

b. Điều chỉnh áp đầu vào của biến áp dùng cho các ứng dụng giảm hay tăng áp:

Trong công nghiệp có nhiều ứng dụng sử dụng áp lưới qua biến áp có nhu cầu thay đổi áp ra, một chiều hay xoay chiều ví dụ như hàn hồ quang (dùng với tải xoay chiều hay một chiều), các bộ nguồn cho xi mạ, điện phân (áp thấp dòng lớn), các bộ nguồn cho thiết bị lọc tĩnh điện (áp cao dòng nhỏ) ...

Việc sử dụng bộ điều khiển áp xoay chiều bán dẫn sẽ làm tăng tính kinh tế cho thiết kế.



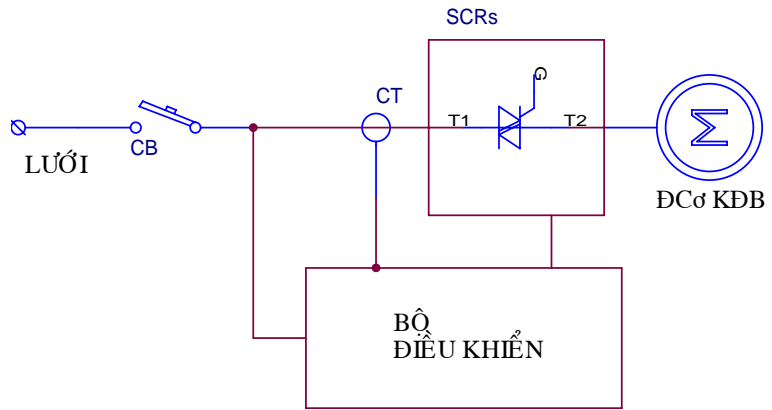
Hình 2.16 Bộ Light dimmer dùng TRIAC

c. Trong điều khiển động cơ không đồng bộ:

Có hai ứng dụng quan trọng: khởi động động cơ và điều chỉnh tốc độ.

- Điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ: Có tác dụng rất giới hạn.

- Khởi động động cơ không đồng bộ: Đây là ứng dụng rất có giá trị của điều khiển pha áp xoay chiều.



Hình 2.17: Bộ khởi động động cơ không đồng bộ dùng thyristor. CB: Ngắt điện tự động (áp-tomat), CT: biến dòng điện.

Khi đóng trực tiếp vào lưới điện, dòng khởi động động cơ không đồng bộ rất lớn, từ 5 đến 7 lần dòng định mức. Điều này gây ảnh hưởng đến các thiết bị dùng điện khác, nhất là khi công suất lưới bị giới hạn hay ở cuối đường dây có sụt áp lớn. Việc dùng bộ điều khiển áp xoay chiều dùng SCR tăng dần áp đặt vào động cơ sẽ làm giảm dòng khởi động xuống còn từ 1.5 đến 3 lần dòng định mức, phụ thuộc vào chế độ tải. Có thể phản hồi dòng điện qua động cơ về bộ điều khiển để kiểm soát chính xác dòng khởi động, góc kích các thyristor chỉ được phép giảm (làm tăng áp ra) khi dòng qua động cơ bé hơn giá trị cho phép. Khi áp đặt vào động cơ đạt giá trị định mức, có thể dùng công tắc tơ cơ khí để ngắt mạch, loại bỏ bộ khởi động nếu muốn.

Một khả năng khác của thiết bị này là ta có thể tăng dần áp đặt vào động cơ với độ dốc thay đổi và tốc độ động cơ cũng tăng dần theo áp, và đây chính là lý do phương pháp này có tên thương mại là soft start. Nhờ đó có thể thay đổi thời gian khởi động, từ 1 giây đến 10 giây hay hơn ở một số trường hợp đặc biệt. Như vậy gia tốc khi khởi động được kiểm soát, đây là yêu cầu để khởi động các truyền động cung cấp cơ năng cho một số dạng tải, ví dụ các máy móc liên quan đến cuốn hay kéo các sản phẩm dạng băng – rất hay gặp trong công nghiệp dệt, giấy, in, ... hay trong công nghiệp nặng với các máy móc có quán tính lớn.

III.5 TÓM TẮT CÁC Ý CHÍNH:

Sau khi học chương ba, ta cần nắm được cách sử dụng thyristor (SCR và TRIAC) để điều khiển các tải AC dùng điện lưới, bao gồm:

- Đóng ngắt mạch điện thay các thiết bị cơ khí quen thuộc. Các rơle contactor bán dẫn mở ra những khả năng mới, trong đó khả năng đóng ngắt khi áp qua zero rất đáng chú ý.

- **Điều khiển pha áp xoay chiều.** Bằng cách thay đổi (làm chậm) pha của xung kích các thyristor, áp ra của bộ biến đổi được điều khiển (giảm). Các đặc điểm cần chú ý là: áp ra sẽ thay đổi theo đặc tính của tải do thyristor chỉ tự tắt khi dòng giảm về không; áp ra không hình sin dẫn đến việc tính toán dòng áp ngõ ra rất phức tạp. Dù điều khiển pha áp xoay chiều có một số ứng dụng đáng chú ý, việc khảo sát trong chương ba chỉ nhằm mục đích làm quen, dẫn nhập vào chính lưu điều khiển pha (chương ba) là một trọng tâm của giáo trình.

BÀI TẬP & CÂU HỎI :

1. Nguyên tắc điều rộng xung để điều khiển công suất lò điện. Chu kỳ điều rộng có thể chọn là bao nhiêu khi sử dụng phần tử đóng ngắt là TRIAC hay contactor bán dẫn.

2. Nguyên lý zero switching, ưu điểm của nó khi đóng ngắt tải R.

3. Vẽ dạng áp ra của sơ đồ chỉnh lưu bán sóng (chỉnh lưu một diod) và điều khiển pha áp xoay chiều sơ đồ một pha với tải thuần trở. Chứng tỏ là trị số hiệu dụng áp trên tải trong hai trường hợp đều bằng $\frac{1}{\sqrt{2}}$ hiệu dụng áp nguồn.

4. Sử dụng phụ lục 1 để tính góc kích thyristor của sơ đồ điều khiển pha áp xoay chiều tải R để có trị số hiệu dụng áp ra là 110 v khi áp nguồn là 220 v (hiệu dụng).

Hướng dẫn: vì dòng áp trên tải R tỉ lệ ($i_o = v_o/R$), suy ra trị số hiệu dụng áp, dòng cũng tỉ lệ:

$$V_{OR} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v_o^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T R^2 \cdot i_o^2 \cdot dt} = R \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_T i_o^2 \cdot dt} = R \cdot I_{OR}$$

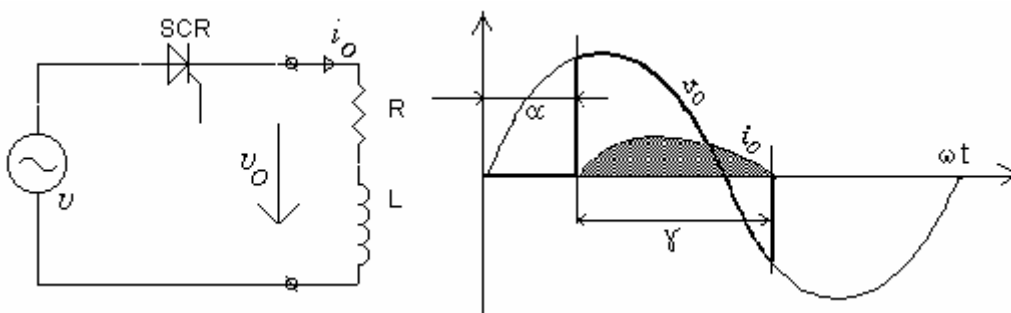
Theo ví dụ của PL 1.2, $I_{OR} = \sqrt{2} \cdot I_{RN} \cdot I_B$, I_{RN} tra bảng theo (α, ϕ) , $I_B = \sqrt{2}V / Z$. ta có:

$$V_{OR} = R \cdot \sqrt{2} \cdot I_{RN} \cdot I_B = 2 \cdot V \cdot I_{RN} \text{ suy ra } I_{RN} = 1/4 = 0.25.$$

Tra đồ thị hình PL1.2, với $I_{RN} = 0.25$ và $\phi = 0^\circ$ (tải thuần trở), nhận được $\alpha = 114^\circ$. Thử lại bằng <2.6> $V_{OR} = V \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)}$; thế $\alpha = 114^\circ = 1.92 \text{ rad}$ và $V = 220$ vào, tính được trị số hiệu dụng áp ra là 109.7 volt.

PHỤ LỤC 1 : GIẢI BÀI TOÁN ĐIỀU KHIỂN PHA DÒNG GIÁN ĐOẠN TẢI RL BẰNG ĐỒ THỊ:

Việc giải tích dòng điện các sơ đồ điều khiển pha tải RL đều có thể quy về dạng cơ bản: một SCR làm việc với nguồn xoay chiều như hình PL1. Thật vậy, ở bất kỳ sơ đồ, mỗi lúc một pha lưới chỉ có thể có dòng qua một SCR, tạo ra một xung dòng điện. Hình PL1 khảo sát trường hợp xung dòng dương, tương ứng với bán kỳ dương của nguồn, xung dòng âm hoàn toàn tương tự.



Hình

PL1.1

Ta có : nguồn hình sin $v = V\sqrt{2} \sin \omega t$.

Tải RL có thông số: tổng trở tải $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ và góc pha $\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$

Như đã khảo sát, phương trình dòng i_o có dạng <2.10 >:

$$i_o = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega \tau}} \right]$$

góc dẫn γ là nghiệm của <2.11 >

khi $\omega t = \gamma$, $i_o = 0$ tương ứng $\sin(\alpha + \gamma - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{\gamma}{\omega \tau}} = 0$ <PL1.1 >

Trị trung bình dòng I_o :
$$I_o = \frac{1}{T} \int_T i_o dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_o d\omega t$$

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \frac{V\sqrt{2}}{Z} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega \tau}} \right] d\omega t$$
 <PL1.2 >

Trị hiệu dụng dòng I_{OR} :
$$I_{OR} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T (i_o)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (i_o)^2 d\omega t}$$

$$I_{OR} = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega \tau}} \right]^2 d\omega t}$$
 <PL1.3 >

Ba phương trình trên có thể tính toán dễ dàng với sự trợ giúp của máy tính. Trong thực hành, chỉ có thể dựa vào các đồ thị để giải các bài toán liên quan đến các tích phân trên.

1. Tính góc dẫn γ :

Sử dụng máy tính, người ta tính γ theo α , ϕ (phương trình < PL1.1 >). Hình PL1.2 bao gồm các đường cong $\gamma(\alpha)$ với ϕ là thông số. Dựa vào đó có thể tìm một thông số khi biết hai thông số còn lại.

Ví dụ: Cho sơ đồ điều khiển pha áp xoay chiều một pha tải RL.

$$R = 10 \text{ ohm}$$

$$X_L = \omega L = 10 \text{ ohm}$$

a. Tính góc dẫn khi $\alpha = 60^\circ$

$$Z = (10^2 + 10^2)^{1/2} = 14.1 \text{ ohm,}$$

$$\phi = 45^\circ$$

Tra bảng :

$$\alpha = 60^\circ \text{ và } \phi = 45^\circ \Rightarrow \gamma = 162^\circ$$

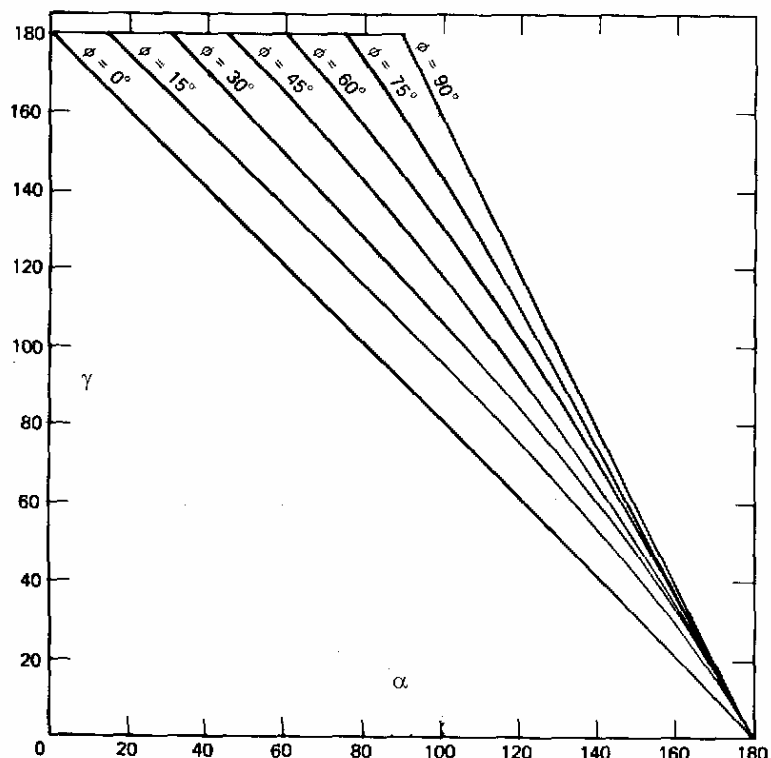
b. X_L phải bằng bao nhiêu để có góc dẫn bằng 180° ?

$$\alpha = 60^\circ \text{ và } \gamma = 180^\circ \Rightarrow \phi = 60^\circ$$

$$\Rightarrow X_L = R \cdot \text{tg}(60^\circ) = 17.32 \text{ ohm}$$

2. Tính trị hiệu dụng :

Đồ thị trên hình PL1.3 là kết quả của tích phân trị số dòng hiệu dụng



qua SCR khi đưa < PL1.3 > về hệ tương đối, đặt:

Hình PL1.2 : Đồ thị tính góc dẫn của thyristor tải RL

$I_{RN} = \frac{I_{OR}}{I_B}$ với $I_B = \frac{V\sqrt{2}}{Z}$ Lúc đó I_{RN} chỉ phụ thuộc α, ϕ là hai thông số không thứ nguyên.

$$I_{RN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{-(\omega t - \alpha)}{\omega \cdot \tau}} \right]^2 d\omega t}$$

Do đó để tính I_{OR} , tra bảng để có I_{RN} theo α, ϕ và suy ra $I_{OR} = I_B \cdot I_{RN}$

Trong thực tế rất hay gặp trường hợp có n xung đồng giống nhau trong một chu kỳ, ví dụ $n = 2$ như ở điều khiển pha áp xoay chiều, sơ đồ một pha (hình 2.12). Lúc đó, kết quả sẽ phải nhân cho \sqrt{n} .

Thật vậy, biểu thức cho trị hiệu dụng dòng điện một xung

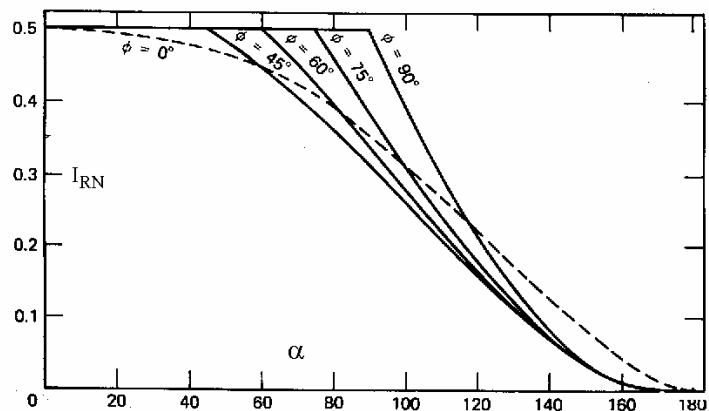
$$I_{OR}^1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (i_o)^2 d\omega t}$$

Biểu thức cho trị hiệu dụng dòng điện n xung giống nhau trong một chu kỳ:

$$I_{OR}^n = \sqrt{\frac{n}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (i_o)^2 d\omega t}$$

suy ra

$$I_{OR}^n = \sqrt{n} \cdot I_{OR}^1$$



Hình PL1.3 : Trị hiệu dụng dòng điện sơ đồ ĐKP một SCR

Ví dụ : Cho sơ đồ điều khiển pha áp xoay chiều một pha tải RL, $R = 10 \text{ ohm}$, $X_L = 10 \text{ ohm}$, áp nguồn 220 V .

a. Tính trị hiệu dụng dòng qua mạch khi $\alpha = 60^\circ$

Giải:

$$Z = (10^2 + 10^2)^{1/2} = 14.1 \quad \text{và} \quad \phi = 45^\circ \quad I_B = \sqrt{2} \cdot V / Z = 22 \text{ A}$$

$$\text{Tra bảng, với } \alpha = 60^\circ \text{ và } \phi = 45^\circ \quad I_{RN} = 0.45 \Rightarrow I_{OR} = \sqrt{2} \cdot I_B \cdot 0.45 = 13.96 \text{ A}$$

b. Tính góc kích α để dòng hiệu dụng qua tải là 9 A:

Với $I_{OR} = 11 \text{ A} \Rightarrow I_{RN} = I_{RN} / (I_B \cdot \sqrt{2}) = 11 / (\sqrt{2} \cdot 22) = 0.35$.

$\sqrt{2}$ được đưa vào vì đây là tính trị hiệu dụng với 2 xung. Tra bảng, $I_{RN} = 0.35$ và $\phi = 45^\circ$ cho ta $\alpha = 85^\circ$

Lưu ý áp và dòng trên tải RL không cùng dạng nên trị số hiệu dụng của chúng không tỉ lệ với nhau như ở trường hợp tải R, như vậy không thể dựa vào phụ lục 1 này giải để giải bài toán ngược: cho trị hiệu dụng áp ra tải RL, tìm góc kích TRIAC.

3. Tính trị trung bình :

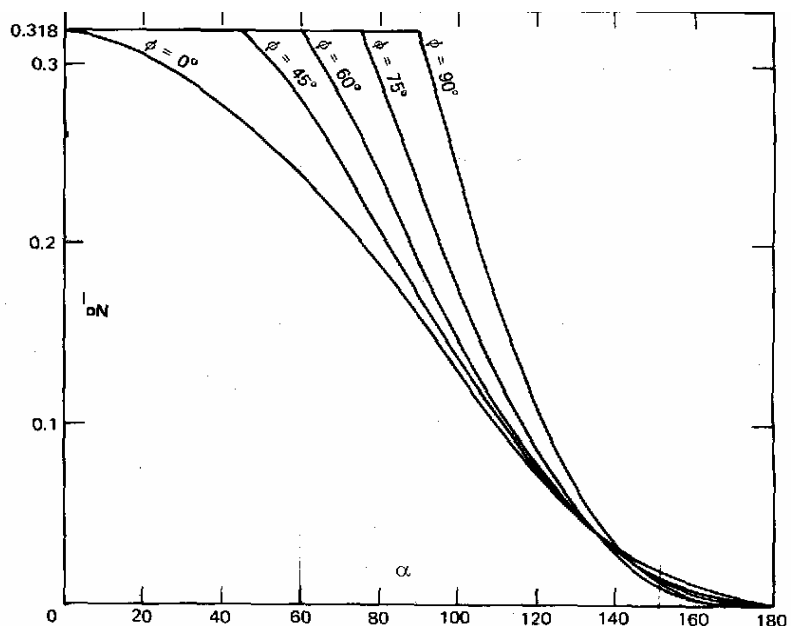
Tương tự như tính toán dòng hiệu dụng, tích phân < PL1.2 > tính toán trị trung bình sơ đồ ĐKP một SCR khi đưa về hệ tương đối:

$$I_{ON} = \frac{I_O}{I_B} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega \cdot \tau}} \right] d\omega t \text{ với } I_B = \frac{V\sqrt{2}}{Z}$$

Vậy trị trung bình ở hệ tương đối I_{ON} chỉ phụ thuộc α, ϕ (hình PL1.4).

Do đó để tính I_O , tra bảng để có I_{ON} theo α, ϕ và suy ra $I_O = I_B \cdot I_{ON}$.

Tính toán trị trung bình với SCR chỉ gặp trong chỉnh lưu điều khiển pha (chương 3), khi ngờ ra là điện một chiều. Phụ lục này chỉ giúp tính toán cho trường hợp **dòng gián đoạn**, khi dòng điện có những khoảng bằng zero.



Trong thực tế rất hay gặp

Hình PL1.4 Trị trung bình dòng điện sơ đồ ĐKP một SCR

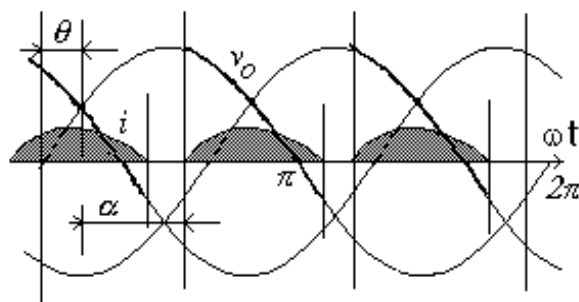
trường hợp có n xung dòng giống nhau trong một chu kỳ, ví dụ $n = 3$ như ở chỉnh lưu hình tia 3 pha điều khiển pha. Lúc đó, kết quả sẽ phải nhân cho n . Chứng minh tương tự như trường hợp tính toán trị hiệu dụng :

Tích phân dòng trung bình cho một xung I_O^1 :

$$I_O^1 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_o d\omega t$$

Biểu thức cho trị trung bình dòng điện n xung I_O^n :

$$I_O^n = \frac{n}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_o d\omega t \quad \text{suy ra } I_O^n = n \cdot I_O^1$$



Ví dụ : Cho sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển pha ($n = 2$), tải RL:

$R = 10 \Omega$, $X_L = 10 \Omega$, áp nguồn 220 V.

Tính trị trung bình dòng

qua tải khi $\alpha = 100^\circ$

Giải: $Z = (10^2 + 10^2)^{1/2} = 14.1$ và $\phi = 45^\circ$

- Kiểm tra dòng gián đoạn: Là điều kiện cần để sử dụng các bảng tra.

$\alpha = 100^\circ$ và $\phi = 45^\circ \Rightarrow \gamma = 123^\circ$ dòng gián đoạn, vì γ bé hơn góc dẫn khi dòng liên tục của sơ đồ hai xung là $360^\circ / 2 = 180^\circ$.

- Tính dòng trung bình qua tải:

Tra bảng, với $\alpha = 100^\circ$ và $\phi = 45^\circ \Rightarrow I_{ON} = 0.14$

$$I_O = 2 \cdot I_B \cdot 0.14 = 6.16A$$

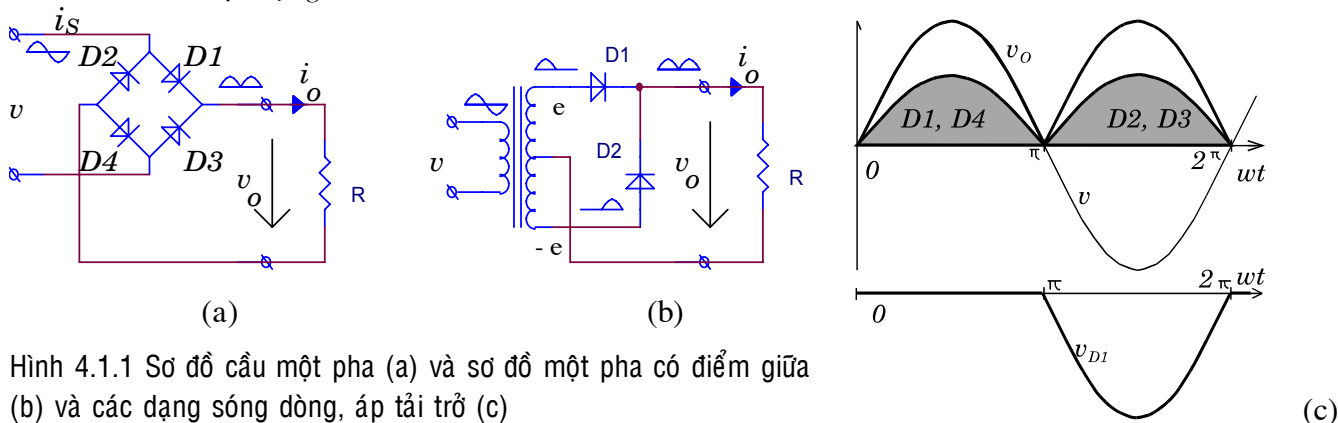
Chương 4 CHỈNH LƯU ĐIỀU KHIỂN PHA

IV.1 CHỈNH LƯU DIOD (KHÔNG ĐIỀU KHIỂN):

Các sơ đồ chỉnh lưu được phân loại theo số xung của áp ra.

1. **Chỉnh lưu hai xung:** Gồm sơ đồ cầu một pha và sơ đồ một pha có điểm giữa.

a. Hoạt động ở tải R:



Hình 4.1.1 Sơ đồ cầu một pha (a) và sơ đồ một pha có điểm giữa (b) và các dạng sóng dòng, áp tải trở (c)

Gọi áp nguồn $v = V\sqrt{2} \sin(\omega t)$ < 4.1.1 > V : là trị hiệu dụng áp nguồn.

➤ Trị trung bình áp ra:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_T v_o dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V < 4.1.2 >$$

Với tải trở: $v_o = i_o \cdot R \Rightarrow i_o = v_o / R \Rightarrow I_o = V_o / R < 4.1.3 >$

➤ Để tìm áp ngược đặt lên diod, xét trường hợp khi D1 dẫn, D2 phân cực ngược bằng áp lưới, vậy áp ngược cực đại của diod sẽ là trị số đỉnh áp lưới $V\sqrt{2}$.

Sơ đồ hình 4.1.1(b) sử dụng biến áp có hai cuộn thứ cấp đảo pha, áp ngược đặt vào chỉnh lưu tăng gấp đôi. Thật vậy, khi D1 dẫn, áp đặt vào D2 là:

$$v_{D2} = -e - e = -2e \text{ (qui ước áp trên SCR hay Diod luôn tính từ A qua K)}$$

➤ Trị hiệu dụng dòng tải : $I_{oR} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_o^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{v}{R}\right)^2 \cdot d\omega t} = \frac{V}{R}$

với V là trị hiệu dụng áp nguồn. Trị hiệu dụng dòng tải cũng chính là trị hiệu dụng I_S của dòng qua nguồn khi tải là R.

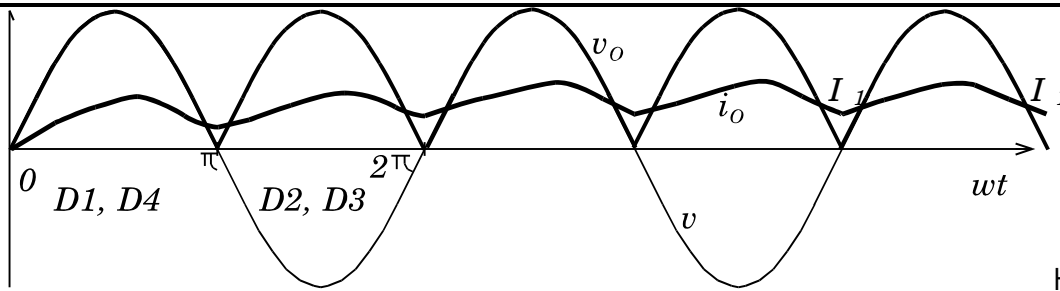
➤ Công suất tiêu thụ của tải R là $P = R \cdot I_{oR}^2 = \frac{V^2}{R}$ giống như nối trực tiếp vào lưới điện,

tương ứng HSCS của BBD bằng 1.

Nếu ta tính công suất một chiều P_{DC} làm công suất hữu dụng, $P_{DC} = V_o \cdot I_o < P$, điều này có thể giải thích dễ dàng khi để ý giá trị trung bình V_o bé hơn giá trị hiệu dụng V .

b. Hoạt động ở tải RL:

Mạch điện khảo sát là sơ đồ hình 4.1.1.a hay .b với tải là RL ở vị trí của R. Phương trình mạch khi lấy lại gốc tọa độ:



Hình 4.1.1.d

$$v_o = v = \sqrt{2}V \sin(\omega t) = R.i_o + L \frac{di_o}{dt} \text{ điều kiện đầu : } i_o(0) = I_1$$

giải ra: $i_o = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\omega t - \phi) + I_1 e^{-t/\tau}$. với $\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$ và $\tau = \frac{L}{R}$

Khi $\omega t = \pi$, dòng điện trở lại giá trị ban đầu I_1 để lập lại xung dòng cho bán kỳ mới :

$$i_o = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\pi - \phi) + I_1 e^{-\pi/\omega\tau} = I_1$$

Giải phương trình này, ta được I_1 . Như vậy, biểu thức cho dạng dòng ra i_o tương đối phức tạp, tích phân để tính trị trung bình dòng qua tải $I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_o . d\omega t$ rất khó thực hiện. Trong thực tế, người ta thường chỉ tính giá trị trung bình dòng ra bằng nguyên lý xếp chồng, Khi giả sử hệ thống là tuyến tính, các thành phần Fourier của dòng tải sẽ được tạo ra từ các thành phần Fourier của nguồn kích thích. Trị trung bình dòng điện là dòng điện qua tải khi tải được cung cấp áp một chiều bằng trị trung bình áp ra (cũng chính là thành phần một chiều của khai triển Fourier của áp ra):

$I_o = V_o/R$, có dạng <3.3> vì L không có tác dụng đối với thành phần một chiều của điện áp.

Ví dụ: Tính dòng qua mạch chỉnh lưu cầu diod tải $R = 10 \text{ ohm}$, áp nguồn 12 V (hiệu dụng).

Trị trung bình áp ra $V_o = 12 \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 12 \cdot 0.9 = 10.8 \text{ v}$,

Trị trung bình dòng ra: $I_o = V_o/R = 10.8 / 10 = 1.08 \text{ A}$

c. Hoạt động ở tải RL: (hình 4.1.1.e)

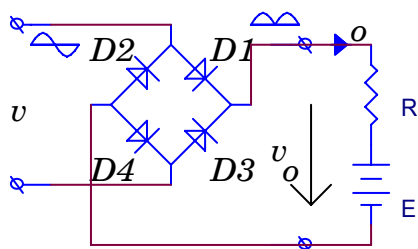
Ngược lại với tải RL có khuynh hướng kéo dài góc dẫn điện của diod, tải có sức phản điện làm cho góc dẫn thu hẹp. Thật vậy, từ sơ đồ mạch điện hình 3.1.f có thể nhận xét là các diod chỉ dẫn điện được khi áp nguồn lớn v hơn sức phản điện E của tải. Góc δ để diod bắt đầu dẫn điện:

$$\text{Khi } \omega t = \delta \text{ thì } v = E \Leftrightarrow E = \sqrt{2}V \sin \delta \Rightarrow \delta = \sin^{-1} \left(\frac{E}{V\sqrt{2}} \right)$$

Khi diod dẫn điện, $v_o = v = R.i_o + E \Rightarrow i_o = (v - E)/R$ với $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$. Dạng dòng là phần có tô trên hình 4.1.1.f. Khi $i_o = 0$ thì $\omega t = \pi - \delta$ vì tính đối xứng của hình sin.

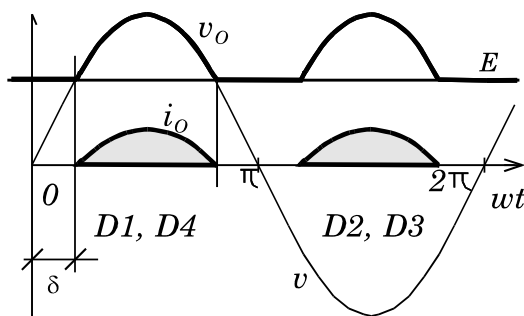
Khi diod tắt hay $i_o = 0$, $v_o = E$. Từ hình 3.1.f biểu thức tính trung bình áp ra:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_\delta^{\delta+\pi} v_o . d\omega t = \frac{1}{\pi} \left[\int_\delta^{\pi-\delta} \sqrt{2}V \sin \omega t . d\omega t + \int_{\pi-\delta}^{\delta+\pi} E . d\omega t \right]$$



Hình 4.1.1.

(e)



(f)

và biểu thức tính trung bình dòng ra: $I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_o dwt = \frac{1}{\pi} \int_\delta^{\pi-\delta} (v-E/R) dwt$. I_o có thể được tính theo nguyên lý xếp chồng khi xét mạch tương đương đối với mạch điện một chiều:

$$I_o = (V_o - E) / R$$

Để tính toán công suất phát nhiệt của điện trở R cần tính toán giá trị hiệu dụng I_{OR} của dòng điện ra i_o : $I_{OR} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_o^2 .dwt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\delta^{\pi-\delta} (v-E/R)^2 .dwt}$.

2. Chỉnh lưu ba xung: Sơ đồ hình tia ba pha:

Trong sơ đồ tia 3 pha trên hình 4.1.2.(a), các diod nối chung catod, tải là thuần trở. Dòng điện tải chạy từ lưới (nguồn), qua diod và về nguồn điện theo dây trung tính N.

Nguyên tắc phân tích mạch: Có thể nhận xét là tại mỗi thời điểm, diod nào có điện áp anod cao nhất sẽ dẫn và đặt áp âm vào các diod còn lại vì các diod nối chung catod.

Ví dụ: tại $wt = \theta$, $v_A > v_C > v_B \Rightarrow D1$ dẫn điện, $D2$ và $D3$ bị đặt áp âm. Hình 4.1.2.(b) trình bày dạng áp, dòng ngõ ra; dạng dòng, áp trên diod $D1$. Góc dẫn của mỗi diod là $2\pi/3$. Trị trung bình áp ra:

$$V_o = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2}V \sin wt \cdot dwt = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V < 4.1.5 >$$

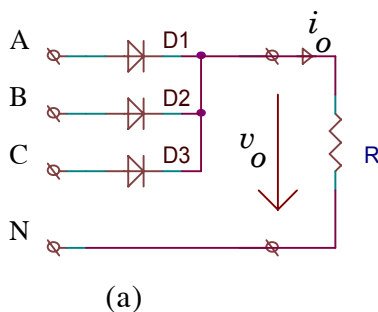
Áp ba pha:

$$v_A = V\sqrt{2} \sin \omega t$$

$$v_B = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

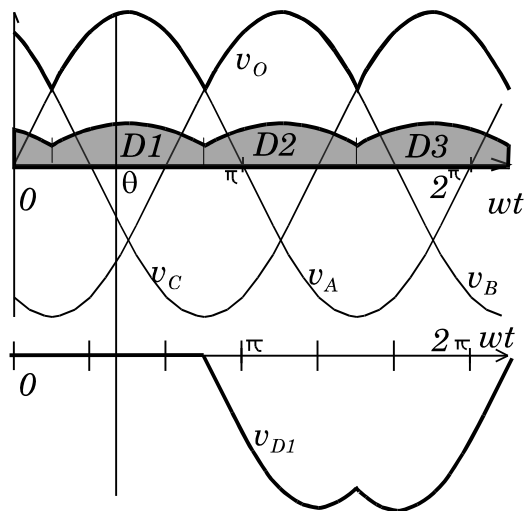
$$v_C = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

< 4.1.4 >



(a)

Hình 4.1.2 Sơ đồ chỉnh lưu hình tia 3 pha (a) và các dạng sóng tải trở (b)



(b)

Tương tự như đã khảo sát ở sơ đồ hai xung, vì là tải thuần trở, dòng ra i_o có cùng dạng với áp ra v_o , và trị số trung bình I_o vẫn tính theo < 4.1.3 >: $I_o = V_o/R$.

Áp ngược cực đại đặt vào diod là biên độ áp dây $V\sqrt{6}$.

Sơ đồ tia ba pha có hai nhược điểm: phải sử dụng trung tính, dòng nguồn chỉ có thành phần một chiều nên chỉ được dùng khi công suất tải khá nhỏ so với nguồn điện.

3. Chỉnh lưu sáu xung: Khảo sát với tải R.

Các chỉnh lưu chia làm hai nhóm: nhóm + gồm D1, D2, D3, nhóm - gồm D4, D5, D6. Chỉnh lưu sáu xung có dòng, áp ra nhấp nhô 6 lần trong một chu kỳ, sử dụng trong lưới điện ba pha. Có ba sơ đồ thường dùng: cầu ba pha, tia sáu pha và sáu pha có kháng cân bằng.

Ở mỗi lúc, dòng điện tải phải đi qua một diod của hai nhóm này. Cũng như sơ đồ ba pha tia, có thể nhận xét là với nhóm +, diod nào có điện áp anod cao nhất sẽ dẫn điện và đặt áp âm vào các diod còn lại; với nhóm - là điện áp catod thấp nhất.

Với thứ tự các pha là A → B → C → A ..., trình tự dẫn điện của các diod được trình bày trên hình 4.1.4: D1 → D6 → D2 → D4 → D3 → D5 → D1 ...

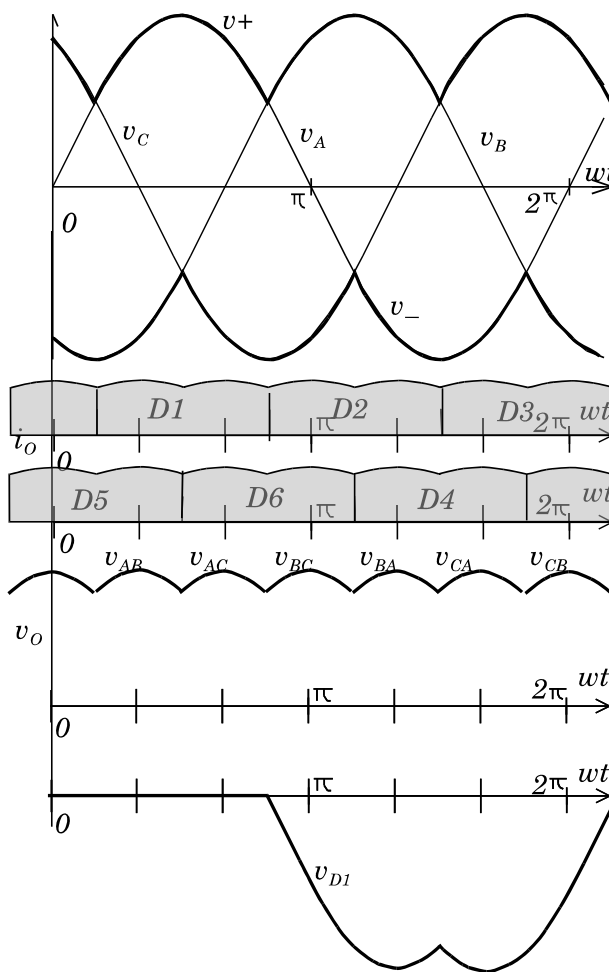
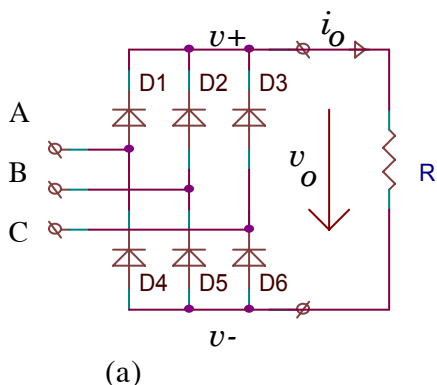
Trên hình 4.1.3.(b) khảo sát các dạng dòng áp của chỉnh lưu cầu 3 pha (hình 4.1.3.(a)), điện áp v+ và v- của hai đầu ra so với trung tính nguồn là đường nét đậm, gồm các phần dương và âm nhất của áp ba pha,

$$\text{áp ra : } v_o = (v_+) - (v_-)$$

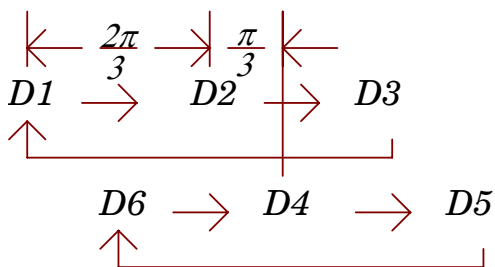
tương ứng với các khoảng dẫn điện của các diod theo trình tự ở hình 3.4. Mỗi diod làm việc 2π / 3, nhưng vì hai nhóm lệch pha π nên có 6 xung trong một chu kỳ.

Và ứng với mỗi cặp diod làm việc, áp trên tải sẽ trùng với một áp dây của lưới điện.

a. Sơ đồ cầu ba pha:



Hình 4.1.3: Chỉnh lưu cầu ba pha (a) và các dạng sóng tải trở (b)



Hình 4.1.4: Thứ tự dẫn điện của các chỉnh lưu và khoảng dẫn

Ví dụ khi D1, D6 dẫn điện, áp ra: $v_O = v_A - v_C = v_{AC}$

khi D3, D5 dẫn điện, áp ra: $v_O = v_C - v_B = v_{CB}$

...

Trị trung bình áp ra
$$V_o = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}} (v_A - v_B) \cdot dwt = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V = 2.34 \cdot V < 4.1.7 >$$

Áp ngược cực đại của sơ đồ cầu giống như trường hợp sơ đồ tia ba pha, vì mỗi nhóm + hay nhóm - đều hoạt động như một sơ đồ tia ba pha.

b. Sơ đồ tia sáu pha:

Có thể xem sơ đồ tia 6 pha như là ba sơ đồ một pha có điểm giữa - lấy từ ba pha nguồn - nối chung ngõ ra như hình 4.1.5.(a) . Biến áp ở đây có thể là ba pha hay ba biến áp một pha, phía lưới điện có thể nối Y hay Δ .Trên hình 4.1.5.(a), các cuộn dây nối vào áp dây ba pha: v_{AB}, v_{BC}, v_{CA} và các áp pha ngõ ra sẽ tỉ lệ : $v_{ab}, v_{-ab}, v_{bc}, v_{-bc}, v_{ca}, v_{-ca}$, tạo thành 6 pha và tương tự như đã khảo sát trong các phần trước, trong các chỉnh lưu nối chung catod, chỉnh lưu nào có điện áp anod cao nhất sẽ dẫn điện. Dạng áp và dòng ngõ ra được vẽ ở hình 4.1.5.(b) . Áp ra nhấp nhô sáu lần trong một chu kỳ như trong sơ đồ cầu nhưng mỗi diod chỉ dẫn điện một phần sáu chu kỳ, bằng

$\pi / 3$.

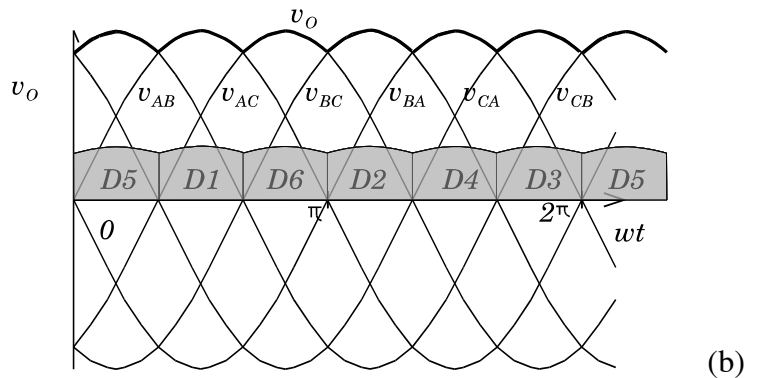
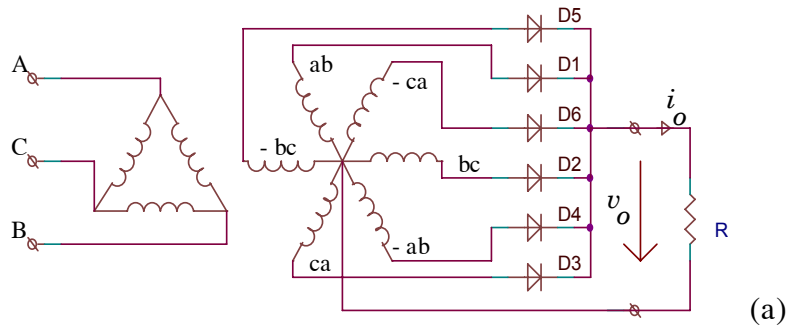
Trị trung bình áp ra

$$V_o = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3}} (v_{ab}) \cdot dwt < 4.1.8 >$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V = 1.35 \cdot V$$

Với áp pha thứ cấp pha ab là : $v_{ab} = V\sqrt{2} \sin(\omega t) < 4.1.9 >$. V là hiệu dụng áp pha thứ cấp. Để ý là hai công thức < 4.1.7 > và < 4.1.8 > sẽ giống nhau nếu trong < 4.1.7 > ta dùng áp dây thay cho áp pha. Có thể chứng minh là áp ngược cực đại đặt vào chỉnh lưu là hai lần áp pha thứ cấp.

So sánh các điểm không giống giữa hai sơ đồ cầu ba pha và tia sáu pha (khi cùng đặc tính ngõ ra) :



Hình 4.1.5: Sơ đồ chỉnh lưu sáu pha (a) và dạng áp ra tải trở (b)

Sơ đồ cầu ba pha	Sơ đồ tia sáu pha:
<ul style="list-style-type: none"> - Chỉnh lưu dẫn điện 1/3 chu kỳ. - Có thể nối trực tiếp vào lưới, nếu có dùng biến áp thì kích thước, giá thành cũng bé hơn. - Thường sử dụng cho công suất lớn. 	<ul style="list-style-type: none"> - Chỉnh lưu dẫn điện 1/6 chu kỳ nhưng chịu áp ngược gấp đôi. - Phải dùng biến áp. - Chỉ dùng cho công suất nhỏ.

c. Sơ đồ sáu pha có kháng cân bằng: (hình 4.1.6)

Gồm có hai sơ đồ ba pha hình tia có ngõ ra nối song song qua cuộn kháng có lõi thép KCB. Các pha điện áp vào của hai bộ chỉnh lưu ngược nhau để chúng làm việc ở hai bán kỳ của điện áp

lưỡi, làm cho cuộn dây sơ cấp dẫn dòng ở hai bán kỳ, khắc phục nhược điểm của sơ đồ hình tia 3 pha. Cuộn kháng cân bằng này cần thiết vì mặc dù thiết kế điện áp trung bình hai chỉnh lưu là bằng nhau nhưng điện áp tức thời của chúng không giống nhau. Thật vậy:

$$v_{o1}(wt) = v_{o2}(wt - \pi) \quad <4.1.9>$$

$$v_o = v_{o2} - \frac{1}{2}v_{cb}$$

$$v_{cb} = v_{o2} - v_{o1} \quad < 4.1.10 >$$

$$\Rightarrow v_o = \frac{1}{2}(v_{o1} + v_{o2}) \quad < 4.1.11 >$$

Nhờ vậy áp ra sẽ là trung bình cộng hai áp ngõ vào và sẽ nhấp nhô 6 xung trong một chu kỳ.

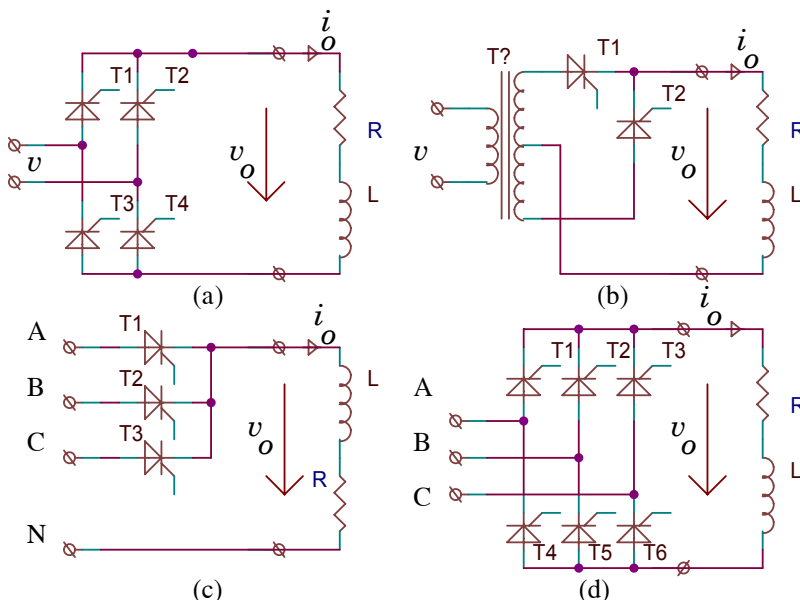
Mặt khác, khi lấy trung bình hai vế của <4.1.9>, ta tìm được quan hệ của các giá trị trung bình:

$$V_{cb} = V_{o2} - V_{o1} = 0 \quad < 4.1.12 > \quad V_o = V_{o1} = V_{o2} \quad < 4.1.13 >$$

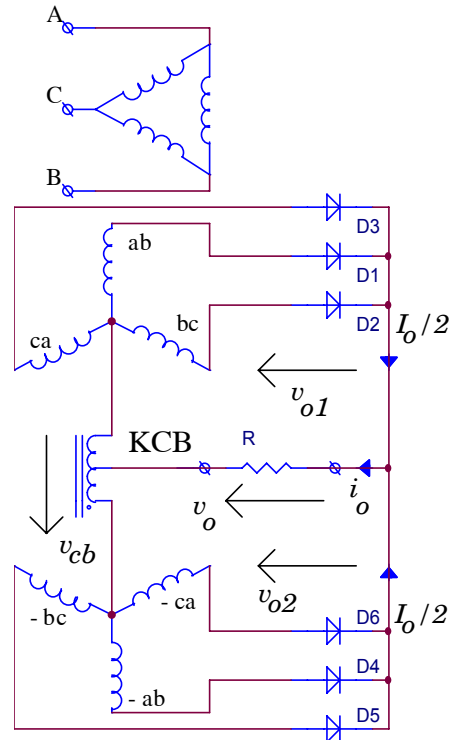
Kháng cân bằng không chịu áp một chiều và trị trung bình áp ra V_o bằng với trị trung bình của mỗi bộ chỉnh lưu, mỗi bộ chỉnh lưu sẽ dẫn một nửa dòng điện tải.

Việc tính toán kháng cân bằng được trở lại trong phần khảo sát các bài toán của chỉnh lưu.

IV.2 CHỈNH LƯU ĐIỀU KHIỂN PHA (SCR):



Hình 4.2.1: Các sơ đồ chỉnh lưu SCR



Hình 4.1.6: Sơ đồ chỉnh lưu diod 6 pha có kháng cân bằng

Với tính cách là chỉnh lưu, SCR có thể thay thế diod trong các sơ đồ đã khảo sát trong phần IV.1, kết hợp với khả năng điều khiển pha, ta có thể thay đổi áp ra khi bắt chúng dẫn điện chậm đi so với diod tương ứng như trong các khảo sát sau.

1. Sơ đồ chỉnh lưu SCR hai xung - hình 4.2.1.(a) và (b):

Trường hợp tải thuần trở:

Xét trường hợp sơ đồ cầu hình 4.2.1.(a), các cặp SCR T1, T4 và T2, T3 có cùng xung kích khởi (trên hình 4.2.2 là i_{GT1} và i_{GT2}).

Giả sử đóng nguồn vào lúc $wt = 0$.

$i_o = 0 \Rightarrow v_o = 0$ và $v_{T1} + v_{T4} = v - v_o > 0$: vậy T1 và T4 được phân cực thuận.

$wt = \alpha$, có xung điều khiển, T1 và T4 dẫn điện: $v_o = v = R \cdot i_o \Rightarrow$ dòng tải có cùng dạng với áp. Khi $wt = \pi$, dòng áp ra bằng 0, SCR tắt \Rightarrow góc dẫn $\gamma = \pi - \alpha$. Trị trung bình áp ra:

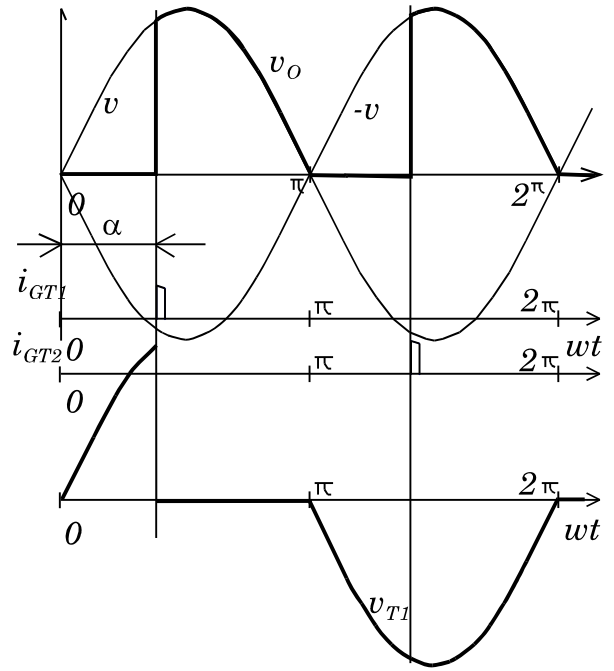
$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v \cdot dwt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V\sqrt{2} \sin wt \cdot dwt$$

$$V_o = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [\cos \alpha + 1] \quad <4.2.1>$$

Giá trị tức thời dòng điện tải $i_o = \frac{v_o}{R} \quad <4.2.2>$

$$\Rightarrow \text{trị trung bình } I_o = \frac{V_o}{R}$$

Khảo sát sơ đồ chỉnh lưu dùng biến áp có điểm giữa (hình 4.2.1.b) tương tự.



Hình 4.2.2: Các dạng áp chỉnh lưu 2 xung ĐK pha

Trường hợp tải RL:

Phương pháp khảo sát hoàn toàn tương tự trường hợp tải trở, ở $wt = \alpha$, T1 và T4 sẽ dẫn điện khi được kích, phương trình vi phân mô tả mạch điện:

$$v_o = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} = v = V\sqrt{2} \sin wt$$

điều kiện ban đầu $i_o|_{wt=\alpha} = 0$

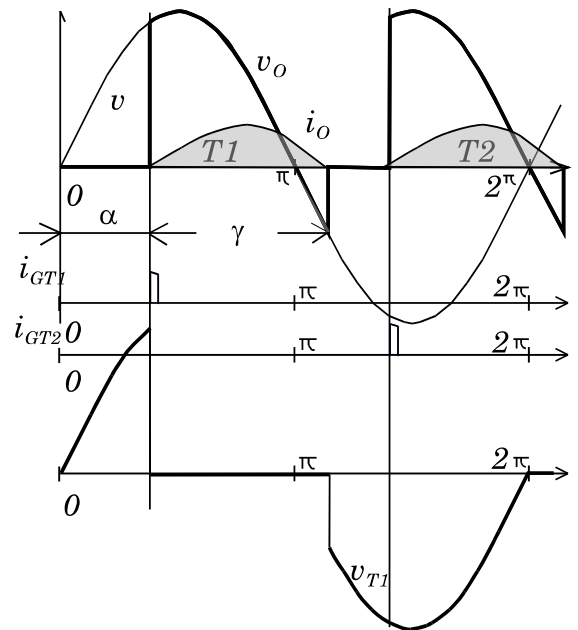
Có thể nhận xét là phương trình dòng qua mạch có dạng hoàn toàn giống như trường hợp bộ biến đổi áp xoay chiều (chương 3):

$$i_o = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega \tau}} \right] \quad <4.2.3>$$

với tổng trở tải $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$

và góc pha $\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$

dòng điện tăng lên từ giá trị không, chỉ về không khi áp ra, bằng với áp nguồn, có giá trị âm. Góc dẫn $\gamma > (\pi - \alpha)$, có thể xác định theo <3.4.7*> và tính toán thực hành theo phụ lục 1.



Hình 4.2.3: Dạng dòng, áp ra chỉnh lưu 2 xung, tải RL với dòng gián đoạn

Qua bán kỳ âm, hoạt động của mạch diễn ra tương tự. Khi $wt = \pi + \alpha$, SCR T2 và T3 dẫn điện và $v_o = -v$, ta vẫn có xung dòng dương. Trị trung bình áp ra chỉ cần tích phân trong bán kỳ:

$$V_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o dwt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} v \cdot dwt = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad <4.2.3>$$

như vậy áp ra phụ thuộc góc dẫn γ , thay đổi theo tải RL. Trị trung bình và hiệu dụng dòng tải có thể nhận được khi tích phân <4.2.3> hay tính toán thực hành theo phụ lục 1. Nhưng có thể dễ dàng tính trị trung bình dòng tải từ trị trung bình áp ra khi áp dụng nguyên lý xếp chồng, công

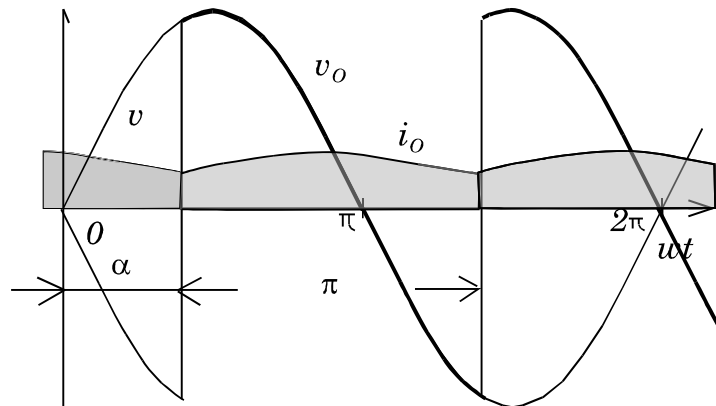
thức nhận được giống như trường hợp chỉnh lưu diod.

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad <4.2.4>$$

Trường hợp tải dòng liên tục:

Xảy ra khi L đủ lớn và góc điều khiển pha bé, góc dẫn γ tăng đến khi bằng π . Khi đó SCR được kích khi dòng tải chưa về không. Và như vậy, các SCR thay phiên nhau dẫn dòng tải.

Xét chu kỳ tựa xác lập, khi hệ thống hoạt động đủ lâu để quá trình quá độ chấm dứt, dòng ra lập lại trong mỗi chu kỳ lưới (hình 4.2.4)



Hình 4.2.4: Dạng dòng, áp ra khi dòng tải liên tục

Ở $0 < wt < \alpha$, T2, T3 đang dẫn dòng tải. Áp ra $v_o < 0$ và T1, T4 được phân cực thuận.

$wt \geq \alpha$: T1, T4 dẫn điện khi có dòng kích. T2, T3 tắt vì nếu tiếp tục dẫn thì dòng qua nó sẽ chạy ngược từ K sang A. Ta có sự chuyển mạch dòng tải từ SCR đang dẫn sang SCR được kích.

Vậy khi dòng liên tục, SCR cùng catod (hay anod) thay phiên nhau dẫn dòng điện tải, góc dẫn – trường hợp tổng quát – của 1 SCR là $2\pi / n$, với n là số SCR nối chung catod (hay anod). Với sơ đồ chỉnh lưu 2 xung, $n = 2$.

Kết quả là dạng áp ra không đổi theo tải, có trị trung bình:

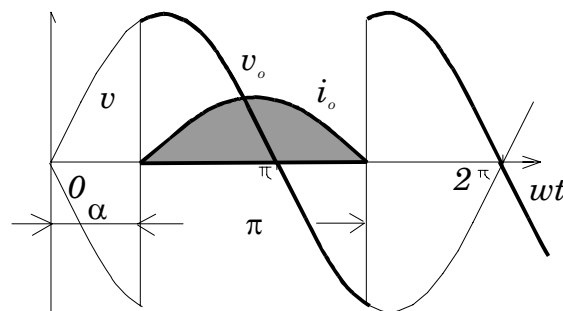
$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} v \cdot dwt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V\sqrt{2} \sin wt \cdot dwt = V_{do} \cdot \cos \alpha \quad <4.2.5>$$

với V_{do} là áp ra chỉnh lưu diode, bằng $V_{do} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V$

Khi L bằng vô cùng, dòng tải trở nên phẳng, không còn nhấp nhô. Đây là trường hợp hay được sử dụng trong khảo sát lý thuyết các trường hợp phức tạp hay khi thiết kế, nhằm đơn giản bài toán. Ta gọi điều kiện này là **giả thuyết dòng liên tục** hay **tải dòng liên tục**.

Điều kiện để dòng liên tục ở tải RL, sơ đồ một pha:

Như đã khảo sát, dòng tải liên tục khi góc dẫn của một SCR là $2\pi / n$, với n là số SCR nối chung anod (hay catod). Để tìm điều kiện cho dòng tải là liên tục, có thể giải phương trình <3.4.7> để tìm điều kiện cho góc dẫn bằng $2\pi / 2 = \pi$:



Hình 4.2.5: Xung dòng một SCR khi $\alpha = \phi$

$$wt = \alpha + \pi \Rightarrow i_o = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\omega\tau}} \right] = 0 \quad <3.4.7^*>$$

Với nhận xét tại mỗi thời điểm, ta cũng có tải nối với lưới điện xoay chiều qua SCR như trường hợp bộ biến đổi áp xoay chiều (chương hai), và kết quả nghiên cứu của chương hai sẽ áp dụng được cho trường hợp này: Dòng điện tải sẽ bắt đầu liên tục khi góc $\alpha < \phi$ (ϕ là góc tải

RL). Thật vậy, khi thế $\alpha = \phi$ và $wt = \alpha + \pi$ vào <3.4.7*>, ta có đẳng thức.

2. Sơ đồ chỉnh lưu SCR ba xung - hình 4.2.1.(c):

Hình 4.2.1.(c) thường được gọi là sơ đồ hình tia ba pha, bao gồm ba SCR nối chung catod (cũng có thể nối chung anod). Xung kích cổng các SCR lệch $2\pi/3$, theo thứ tự xoay pha A, B, C :

T1 → T2 → T3 → T1 ... (hình 4.2.6)

Điểm chuyển mạch tự nhiên hay $\alpha = 0$ của các SCR chính là điểm mà áp pha tương ứng bắt đầu cao hơn các pha khác, nếu được kích lúc đó SCR sẽ dẫn điện như diod và áp ra sẽ là lớn nhất. Xét SCR T1,

$$\alpha = 0 \text{ ở } wt = \theta + k2\pi \text{ với } \theta = \frac{\pi}{6}$$

Trường hợp tải thuần trở:

Giả sử đóng nguồn vào lúc $wt = 0$.

$i_O = 0 \Rightarrow v_O = 0$ và $v_{T1} = v - v_O > 0$, T1 được phân cực thuận.

Khi $wt = \frac{\pi}{6} + \alpha$, có xung điều khiển, T1 dẫn điện:

$v_O = v_A = R \cdot i_O$, dòng tải có cùng dạng với áp. Giả sử $\alpha > \frac{\pi}{6}$ như trên hình vẽ, tại

$wt = \pi$, dòng áp ra bằng 0, T1 tắt. Góc dẫn $\gamma = \pi - \alpha - \frac{\pi}{6}$.

Khi $wt = \frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}$, T2 có xung kích cổng, nối pha B vào tải. Có thể nhận xét dạng áp, dòng ra giống như trường hợp T1 dẫn, nhưng chậm pha $2\pi/3$.

Trong chu kỳ lưới 2π có 3 xung áp, chỉ cần tích phân $1/3$ chu kỳ để tính trị trung bình áp ra. Có thể chia làm hai trường hợp:

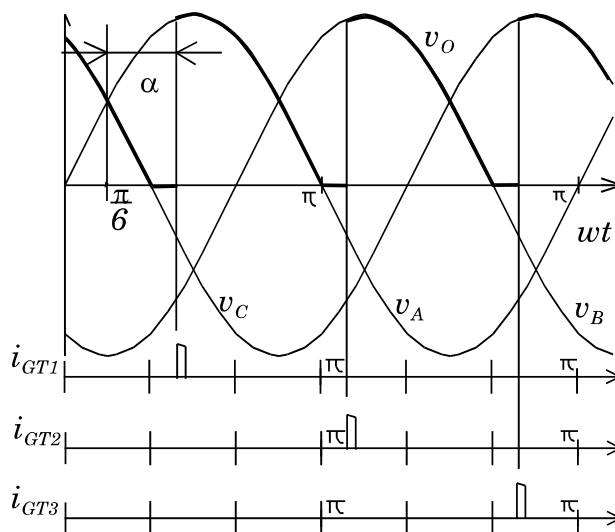
♦ $\alpha < \pi/6$: Áp lưới chưa về không trước khi kích SCR kế tiếp:

$$V_O = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}} v_O \cdot dwt = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}} V\sqrt{2} \sin wt \cdot dwt = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \cdot \cos \alpha \quad <4.2.6>$$

♦ $\alpha > \pi/6$: Áp lưới về không trước khi kích SCR kế tiếp:

$$V_O = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\pi} v_O \cdot dwt = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\pi} V\sqrt{2} \sin wt \cdot dwt = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad <4.2.7>$$

♦ $\alpha > 5\pi/6$: Áp pha tương ứng khi đó bé hơn không, SCR không thể dẫn điện khi được kích, suy ra phạm vi điều chỉnh góc kích SCR khi tải R từ 0 đến $5\pi/6$.



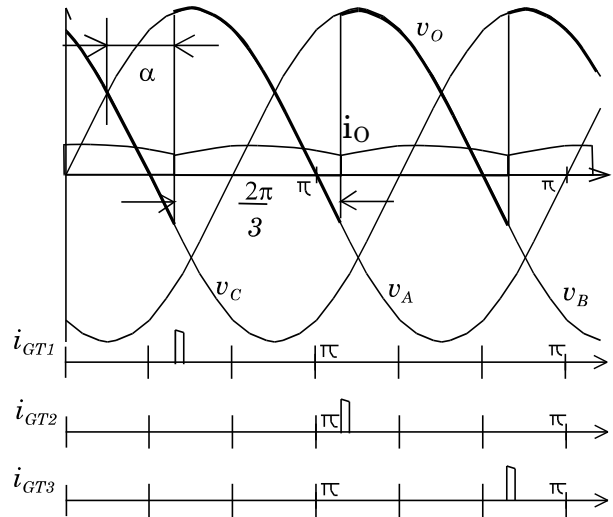
Hình 4.2.6: Dạng dòng, áp ra chỉnh lưu 3 xung, tải thuần trở.

Trị trung bình dòng qua tải có thể tính theo trị trung bình áp ra V_o khi áp dụng nguyên lý xếp chồng.

Trường hợp tải dòng liên tục:

Các SCR thay phiên nhau dẫn dòng tải $T1 \rightarrow T2 \rightarrow T3 \rightarrow T1 \dots$ tương ứng với góc dẫn cho một SCR là $2\pi/3$ không phụ thuộc góc điều pha. Như vậy, dạng áp ra không phụ thuộc tải và trị trung bình áp ra có dạng <4.2.6>.

Phạm vi thay đổi góc điều khiển pha α theo lý thuyết, là từ 0 đến π . Trị trung bình áp ra thay đổi từ $V_{do} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V$ đến $-V_{do}$.



Hình 4.2.7: Áp, dòng ra sơ đồ điều khiển pha 3 xung, tải dòng liên tục

3. Sơ đồ chỉnh lưu SCR sáu xung tải dòng liên tục – Mạch động lực hình 4.2.1.(d):

Tương tự như chỉnh lưu diod, hoạt động của sơ đồ cầu ba pha điều khiển pha có thể phân

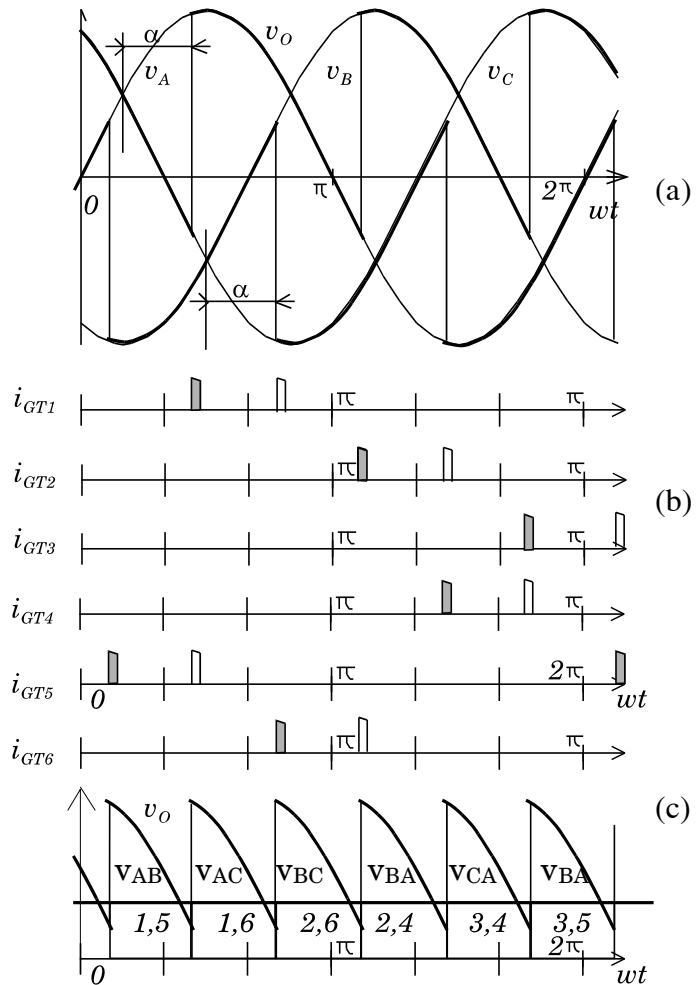
tích thành hoạt động của hai nhóm: nhóm dương gồm T1, T2, T3 nối chung catod và nhóm âm gồm T4, T5, T6 nối chung anod. Điểm $\alpha = 0$ (chuyển mạch tự nhiên) của các SCR là các điểm bắt đầu dẫn điện của các diod cùng vị trí. Thứ tự điều khiển các SCR cũng chính là thứ tự xoay pha lưới, các SCR trong cùng một pha lệch nửa chu kỳ lưới:

$$T1 \rightarrow T2 \rightarrow T3 \rightarrow T1$$

$$T6 \rightarrow T4 \rightarrow T5 \rightarrow T6$$

Như vậy khoảng cách xung giữa 2 SCR cùng nhóm (T1 và T2) là $2\pi/3$, giữa 2 SCR nối tiếp (T1 và T6) là $\pi/3$, xem hình 4.2.8.(b). Lưu ý mỗi SCR đều nhận 2 xung: một để bắt đầu dẫn (có tô đậm) và một xung phụ từ SCR được kích ngay sau nó (không tô), để đảm bảo mỗi lúc có hai SCR làm việc.

Với giả thuyết dòng liên tục, mỗi lúc luôn có một SCR của mỗi nhóm dẫn, áp ra của các nhóm v_+ và v_- so với trung tính lưới vẽ bằng nét đậm trên hình 4.2.8.(a) và áp ra trên tải sẽ lần lượt là các áp dây tương ứng với cặp SCR đang dẫn.- hình 4.2.8.(c). Mỗi chu kỳ lưới có 6



Hình 4.2.8: Sơ đồ cầu 3 pha điều khiển pha: dạng áp các điểm trên sơ đồ (a), xung kích các SCR (b), áp ra và các khoảng dẫn của SCR (c)

xung là một phần của hình sin.

Trị trung áp ra:

$$V_o = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{2\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{6}} v_o dt = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{6}} (v_A - v_B) dt = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha \quad <4.2.8>$$

với V_{do} là áp ra chỉnh lưu diod.

Với giả thuyết dòng liên tục, áp ra thay đổi từ V_{do} đến $-V_{do}$ khi góc điều khiển pha α thay đổi trong khoảng $0 - \pi$.

Trường hợp tải thuần trở:

Dòng tải i_o có cùng dạng với áp ra v_o , và như vậy không có giá trị âm. Khi $\alpha > \pi/3$ áp ra có đoạn bằng 0: dòng gián đoạn. Khi $\alpha > 2\pi/3$ mạch không còn hoạt động. Việc tính trị trung bình áp ra thực hiện tương tự như trường hợp sơ đồ ba pha hình tia, để ý áp trên tải là những áp dây tương ứng với pha của SCR dẫn điện.

IV.3 CÁC BÀI TOÁN CỦA CHỈNH LƯU ĐIỀU KHIỂN PHA (SCR):

1. Biện luận chế độ dòng điện tải khi tải RL:

- Dòng gián đoạn và liên tục: Vì các ngắt điện bán dẫn chỉ làm nhiệm vụ đóng ngắt mạch, một cách tổng quát:

* Khi các SCR dẫn điện (đóng mạch): áp ra sẽ có dạng áp của áp vào, trong các bộ chỉnh lưu là hình sin.

* Khi SCR khoá (ngắt mạch): dòng qua tải bằng không, áp ra sẽ phụ thuộc đặc tính tải, bằng 0 nếu tải RL, bằng sức phản điện khi tải là động cơ, accu hay bằng áp trên tụ khi tải có điện dung song song.

Như vậy áp trên tải thay đổi theo trạng thái dẫn điện của các SCR, phụ thuộc vào góc điều khiển pha α và đặc tính phụ tải. Với bộ chỉnh lưu m xung, bề rộng của mỗi xung dòng trong một chu kỳ 2π chỉ có thể $\leq 2\pi/m$. Dấu bằng tương ứng trường hợp **dòng liên tục**, khi đó SCR kế tiếp được kích khi các SCR đang dẫn chưa tắt, hay các SCR thay phiên nhau dẫn dòng tải. Dấu nhỏ hơn cho trường hợp **dòng gián đoạn** – có lúc dòng tải bằng không. Hình 4.2.3 và 4.2.4 cho ta dạng dòng trong hai trường hợp.

Cũng có thể sử dụng phụ lục 1 của chương hai kiểm tra chế độ dòng điện cho tải RL. Bề rộng của mỗi xung dòng chính là góc dẫn γ của sơ đồ chỉnh lưu 1 SCR với lưu ý góc điều khiển pha α trong phụ lục 1 được tính với điểm chuyển mạch tự nhiên là $wt = 0$. Như vậy, trong chỉnh lưu nhiều pha, điểm chuyển mạch tự nhiên so với gốc tọa độ lệch góc θ , và ta phải sử dụng góc $\alpha + \theta$ thay cho α trong khi sử dụng phụ lục 1 này.

Cũng theo phụ lục, có thể biện luận chế độ dòng tải bộ chỉnh lưu tải RL khi tính toán góc dẫn γ , điều kiện để dòng điện tải liên tục là:

$$\text{góc dẫn } \gamma(\alpha + \theta, \phi) \geq 2\pi/m \quad <4.3.1>$$

$$\phi \text{ là góc tải } \phi = \text{tg}^{-1}(wL/R) \quad , \quad m \text{ là số xung.}$$

Với tải RLE, mọi thứ tương tự nhưng các phương trình có thay đổi, trong các tài liệu tham khảo có thể tìm được các đồ thị để tra góc dẫn γ là một hàm của góc tải ϕ , góc điều khiển pha α , và hệ số tương ứng với sức phản điện E.

- Trung bình áp ngỏ ra khi dòng gián đoạn và liên tục: Để ý với sơ đồ điều khiển pha, áp nguồn là hình sin có dạng xoay chiều. Khi áp giảm dần đến giá trị âm, dòng qua SCR giảm về không nếu không có SCR kế tiếp được kích để áp đặt vào tải tiếp tục dương. Như đã khảo sát, năng lượng tích trữ trong tự cảm L của tải RL giúp kéo dài xung dòng, làm tăng phần có giá trị âm của áp ngỏ ra. Kết quả là khi xung dòng kéo dài, trị trung bình áp ra giảm, đạt giá trị ổn định khi dòng liên tục.

- Biểu thức tổng quát để tính giá trị trung bình áp ngỏ ra khi dòng liên tục: Như vậy ở chế độ dòng liên tục, dạng áp ra không phụ thuộc tải vì chỉ bao gồm những xung hình sin, là các áp lưới của SCR dẫn. Từ đó, có thể tính được biểu thức tổng quát của **chỉnh lưu m xung hình tia** được nối vào nguồn m pha:

$$V_o = V_{do} \cos \alpha, \quad V_{do} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} V \quad <4.3.2>$$

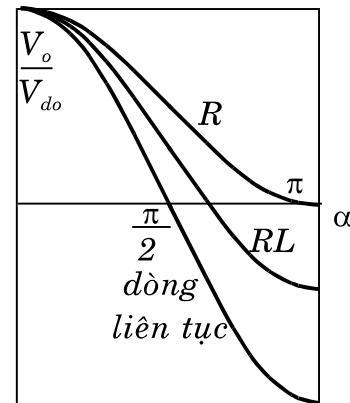
V_{do} là áp ra chỉnh lưu diod cùng sơ đồ, V là trị hiệu dụng áp pha.

Với nhận xét ở sơ đồ cầu, mỗi lúc sẽ có hai chỉnh lưu dẫn điện và áp ra khi đó chính là áp dây, <4.3.2> có thể dùng cho cả sơ đồ cầu với m bằng hai lần số pha và V là áp dây.

- So sánh trị số trung bình áp ngỏ ra ở các chế độ dòng tải khác nhau: Trường hợp tải R và tải dòng liên tục là hai trường hợp giới hạn, thường được sử dụng trong thiết kế, khi không rõ đặc tính tải hay khi cần tính toán gần đúng.

Hình 4.3.1 cho ta quan hệ trung bình áp ra V_o của chỉnh lưu cầu một pha theo góc điều khiển pha α với tải R, RL với dòng gián đoạn và dòng liên tục. (Đặc tính $V_o(\alpha)$ tải RL với dòng gián đoạn được vẽ ở đây chỉ là một trường hợp tiêu biểu, một cách tổng quát nó là một đường cong nằm giữa đặc tính tải R và dòng liên tục).

- Giả thuyết dòng tải phẳng, liên tục : Khi L tăng, sự nhấp nhô của dòng tải giảm đi, và không còn khi L bằng vô cùng. Trường hợp tải có L bằng vô cùng còn gọi là **giả thuyết dòng tải phẳng, liên tục** làm cho các tính toán dòng điện trở nên đơn giản, được dùng trong thiết kế hay khảo sát các trường hợp phức tạp.



Hình 4.3.1: quan hệ $v_o(\alpha)$ với các loại tải khác nhau. V_{do} : trung bình áp ra chỉnh lưu diod.

2. Tính trị trung bình dòng điện tải :

Trị trung bình dòng tải thường tính theo trị trung bình áp ra khi áp dụng nguyên lý xếp chồng các thành phần Fourier của áp ra lên tải. Thành phần một chiều của dòng tải là do thành phần một chiều của áp trên tải tạo ra, công thức <4.3.2> có giá trị cho tất cả các sơ đồ chỉnh lưu tải RL.

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad <4.3.2> \quad \text{hay khi tải RLE} : I_o = \frac{V_o - E}{R} \quad <4.3.3>$$

Cũng có thể sử dụng phụ lục 1 của chương 2 để tính giá trị trung bình của dòng tải, từ đó suy ra giá trị trung bình áp ngỏ ra, không cần tích phân.

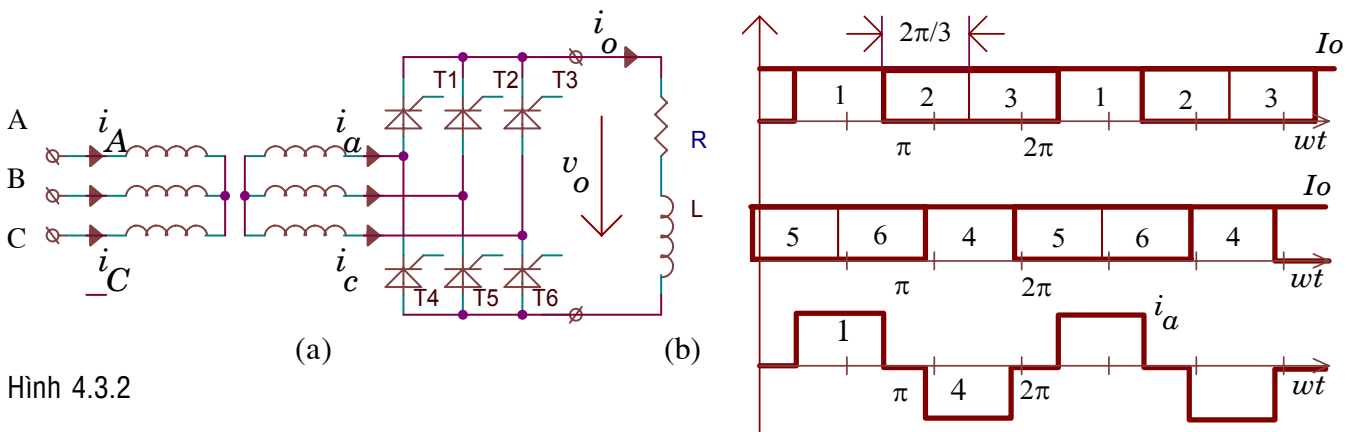
3. Dòng điện qua SCR và biến áp đầu vào:

Để khảo sát dòng điện qua các phần tử mạch điện, người ta thường dùng giả thuyết dòng tải phẳng, liên tục nhằm đơn giản các tính toán. Với cùng phương pháp, các dạng dòng thực tế cũng có thể được phân tích với khối lượng tính toán lớn hơn.

Hình 4.3.2.(b) trình bày các dạng dòng điện qua các phần tử của bộ chỉnh lưu cầu ba pha với tải dòng liên tục, phẳng. Như đã khảo sát trong các mục trước của chương, mỗi SCR dẫn điện 1/3 chu kỳ (ghi bằng các chỉ số từ 1 – 6). Dòng điện cuộn dây thứ cấp biến áp gồm dòng qua các SCR của pha tương ứng, ví dụ $i_a = i_{T1} - i_{T4}$ khi quy ước dòng qua SCR chạy từ anod sang catod. Dòng qua cuộn sơ cấp tỉ lệ với dòng thứ cấp theo tỉ số biến áp K. Ta có:

Trị trung bình I_{av} và hiệu dụng I_{RMS} dòng qua SCR :

$$I_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_o dt = \frac{I_o}{3} <4.3.4> \quad I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_o)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{3}} <4.3.4>$$



Hình 4.3.2

Trị hiệu dụng dòng qua cuộn thứ cấp biến áp, tính cho pha a :

$$I_{aR} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} (i_a)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{2\pi} (I_o)^2 dt} = I_o \sqrt{2/3} <4.3.5>$$

Kết quả này có được khi để ý tích phân trong dấu căn sẽ gấp đôi so với tích phân tương ứng của dòng hiệu dụng qua SCR.

Dòng điện qua cuộn sơ cấp I_{AR} biến áp tỉ lệ với dòng cuộn thứ cấp I_{aR} qua tỉ số biến áp K của áp thứ cấp / áp sơ cấp:

$$I_{AR} = K \cdot I_{aR} \text{ với } K = \frac{V_a}{V_A} <4.3.6> ; V_a \text{ và } V_A \text{ là trị hiệu dụng áp pha thứ và sơ cấp}$$

biến áp => Công suất biểu kiến của biến áp: $S = 3 \cdot (V_a \cdot I_{aR} + V_A \cdot I_{AR}) / 2 = 3 \cdot V_a \cdot I_{aR}$

thế quan hệ áp pha thứ cấp V_a và áp ra V_o <4.3.6> và các quan hệ dòng điện dòng tải và dòng qua biến áp, ta có công suất biểu kiến biến áp:

$$S = \left[\frac{3 \cdot 2 \cdot \pi}{3\sqrt{6} \cos \alpha} \sqrt{\frac{3}{2}} \right] V_o I_o = \frac{\pi}{3 \cos \alpha} V_o I_o <4.3.7> \text{ Với sơ đồ này, đây cũng là công}$$

suất biểu kiến của bộ chỉnh lưu, suy ra hệ số công suất: $HSCS = 3 \cdot \cos \alpha / \pi <4.3.8>$

Bài tập: Tính trị hiệu dụng của sóng hài bậc 1 của dòng nguồn, suy ra hệ số công suất của bộ chỉnh lưu điều khiển pha.

Để đơn giản các biểu thức, ta giả sử tỉ số biến áp bằng 1, biên độ dòng nguồn sẽ là I_o và dạng dòng pha A được vẽ lại trên hình 4.3.2 (c). Tính giá trị hiệu dụng I_{IR} của i_A khi sử dụng trực

tung là trục đối xứng của dạng dòng:

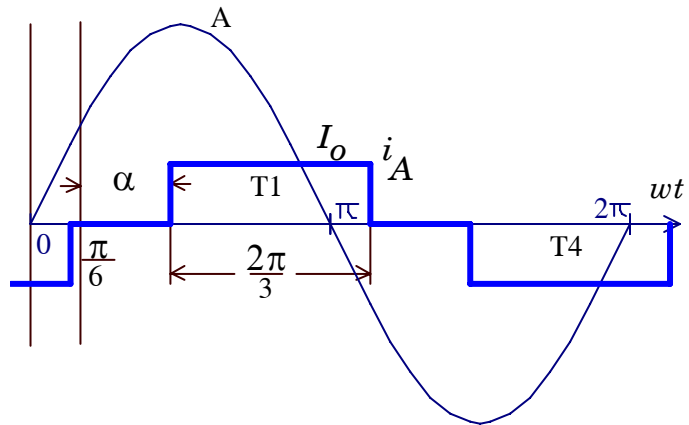
$$I_{1R} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \int_0^{\pi/3} I_o \cdot \cos wt \cdot dwt$$

$$I_{1R} = I_o \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = I_o \frac{\sqrt{6}}{\pi}$$

khi tích phân ¼ dạng sóng, hệ số $\sqrt{2}$ xuất hiện do tính giá trị hiệu dụng.

Công suất tác dụng của bộ chỉnh lưu tiêu thụ từ nguồn AC:

$$P_o = 3 \cdot V \cdot I_{R1} \cdot \cos \alpha_1 = 3 \cdot V \cdot I_o \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos \alpha$$



Hình 4.3.2.c: Dạng dòng và áp pha A

vì theo hình 4.3.2.c, góc lệnh pha giữa áp và dòng mỗi pha là $\frac{\pi}{6} - \alpha + \frac{\pi}{3} = \alpha$

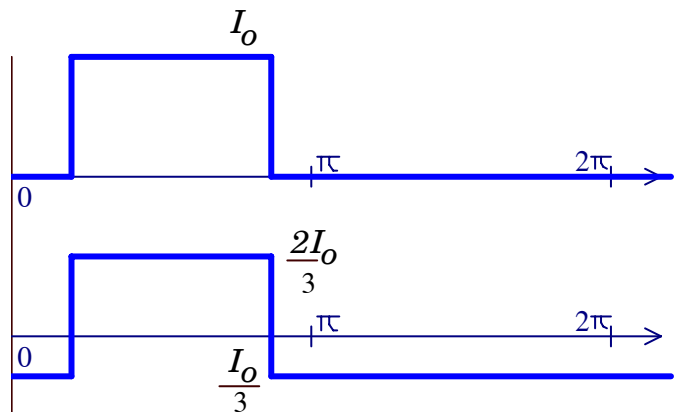
$$\text{Suy ra HSCS của mạch bằng: } HSCS = \frac{P_o}{3V \cdot I_R} = \frac{3 \cdot V \cdot I_o \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \cos \alpha}{3V \cdot I_o \sqrt{\frac{2}{3}}} = \frac{3 \cdot \cos \alpha}{\pi}$$

Có thể nhận xét là HSCS của mạch không thể bằng 1 ngay cả khi chỉnh lưu diod (dòng-áp cùng pha) vì dòng qua mạch không hình sin. Một nhận xét khác là giả thuyết tỉ số biến áp k bằng 1 không ảnh hưởng đến HSCS vì cả I_R và I_{R1} đều có k .

4. Biến áp của bộ chỉnh lưu:

Biến áp có 2 nhiệm vụ trong sơ đồ chỉnh lưu: Thay đổi điện áp cho thích hợp với tầm hoạt động của BBD và cách ly điện lưới – tải nhằm đảm bảo an toàn trong một số trường hợp.

Thông số biến áp gồm có: áp, dòng các cuộn dây sơ thứ và công suất biểu kiến S_{BA} . S_{BA} cho phép đánh giá độ lớn của biến áp và hệ số sử dụng (hay độ hiệu quả sử dụng) biến áp khi so sánh với công suất biểu kiến S của nguồn AC. Ở trường hợp lý tưởng, tỉ số này bằng 1.



Hình 4.3.3: Dạng dòng thứ và sơ cấp biến áp nối YY dùng cho chỉnh lưu tia 3 pha.

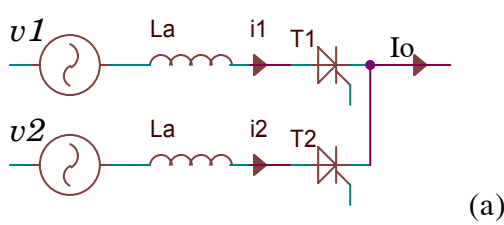
Hoạt động của biến áp trở nên xấu đi khi từ trường lõi thép có thành phần 1 chiều như trường hợp chỉnh lưu 1 SCR hay ở sơ đồ tia 3 pha với biến áp thông thường nối YY hay YΔ. Khi đó:

- Sức từ động của mạch từ không bằng không như ta vẫn giả thuyết (biến áp nối YY).
- Lõi thép bị từ hóa không đối xứng (biến áp nối YΔ)

Kết quả là dòng từ hóa tăng cao, lõi thép có thể bị phát nóng do bão hòa từ cục bộ .

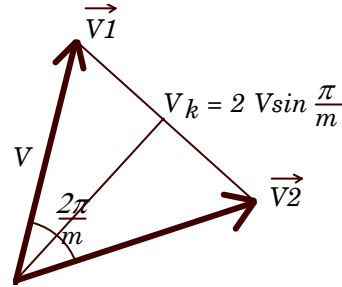
5. Sự chuyển mạch của SCR trong chỉnh lưu điều khiển pha:

Ở chế độ dòng liên tục, một SCR khi được kích sẽ làm tắt một SCR đang dẫn. Ta nói là có hiện tượng chuyển mạch. Trong các phần trước, ta cho là sự chuyển mạch không có thời gian, diễn ra tức thời. Thực tế luôn luôn có tự cảm nối tiếp các chỉnh lưu, có thể là tự cảm của đường dây hay của biến áp cấp điện và như vậy dòng qua chỉnh lưu không thay đổi tức thời. Có khoảng thời gian hai chỉnh lưu cùng làm việc. Vì vậy, hiện tượng chuyển mạch còn gọi là sự trùng dẫn giữa 2 hay nhiều hơn chỉnh lưu nối chung anod hay catod.



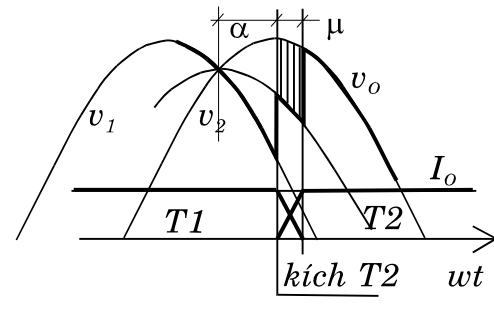
$$v_1 = V\sqrt{2} \sin \omega t$$

$$v_2 = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{m}) \tag{4.3.9}$$



Giản đồ vectơ điện áp

Hình 4.3.4.(a) cho ta mạch điện để khảo sát sự chuyển mạch trong hệ *m* pha hình tia, giữa SCR 1 của pha 1 và SCR 2 của pha 2. Khi kích T2, T1 đang dẫn dòng tải *I_o*, giả sử không đổi trong thời gian khảo sát. Ta có sự chuyển mạch dòng tải từ T1 sang T2, và có các phương trình:



Hình 4.3.4: Áp ra khi có chuyển mạch (trùng dẫn).

$$I_o = i_1 + i_2 \Rightarrow \frac{di_1}{dt} = -\frac{di_2}{dt}; v_1 - v_2 = v_k = L_a \frac{di_1}{dt} - L_a \frac{di_2}{dt} = -2L_a \frac{di_2}{dt}$$

$$\text{với } v_k = V_k \sqrt{2} \sin \omega t, \quad V_k = 2V \sin \frac{\pi}{m}$$

$$\text{điều kiện ban đầu : } i_1|_{\omega t = \alpha} = I_o; i_2|_{\omega t = \alpha} = 0 \tag{4.3.10}$$

khi chọn lại gốc tọa độ là điểm chuyển mạch tự nhiên

$$\text{suy ra : } v_o = v_1 - L_a \frac{di_1}{dt} = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

trong đó *v_k* được gọi là áp ngắn mạch. Như vậy, sự chuyển mạch làm cho ngõ ra bị sụt áp một lượng :

$$\Delta U_x = \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} L_a \frac{di_1}{dt} d\omega t = \frac{m}{2\pi} \int_{I_o}^0 \omega L_a di_1 = \frac{mX_a I_o}{2\pi}; X_a = \omega L_a \tag{4.3.11}$$

Giải <4.3.10> để tìm *i₂*, dùng điều kiện khi $\omega t = \alpha + \mu$ thì $i_2 = I_o$, ta có phương trình xác định góc chuyển mạch μ :

$$i_2 = \frac{1}{2L_a} \int -v_k dt \quad \text{với điều kiện đầu } i_2|_{\omega t = \alpha} = 0$$

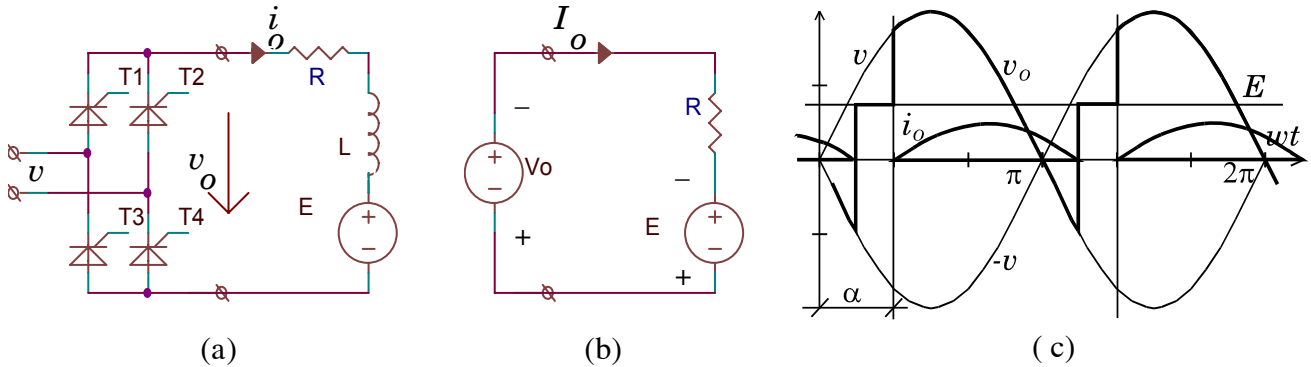
$$\Rightarrow i_2 = \frac{V_k \sqrt{2}}{2\omega L_a} [\cos \omega t - \cos \alpha]$$

$$\text{suy ra } \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2X_a I_o}{\sqrt{2}V_k} \tag{4.3.12}$$

và góc chuyển mạch (trùng dẫn) μ – tương ứng thời gian có các SCR cùng dẫn điện.

với V_k là hiệu dụng áp dây giữa hai pha tham gia chuyển mạch.

5. Chỉnh Lưu tải RLE và chế độ nghịch lưu:



Hình 4.3.5 (a) Chỉnh lưu cầu một pha tải RLE. (b) mạch tương đương đ/v thành phần một chiều khi $V_o, E < 0$.

(c) dạng dòng, áp ra khi dòng gián đoạn

Trong trường hợp tải có sức phản điện E như hình 4.3.5(a), khi dòng tải i_o bằng không, áp ra v_o bằng E . Khi T1, T4 được kích, áp ra $v_o = v$, pt vi phân mô tả mạch điện là:

$$v_o = v = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + E \text{ với điều kiện đầu } i_o|_{wt=\alpha} = 0 \quad <4.3.13>$$

Phương trình này là cơ sở để tính biểu thức dòng ra i_o và từ đó biện luận các chế độ hoạt động của bộ biến đổi tương tự như đã thực hiện với tải RL:

Nếu $E > 0$, sức điện động này xung đối với áp ra v_o , làm dòng điện mau về không, mở rộng vùng dòng gián đoạn. $E > 0$ cũng tạo ra khả năng SCR không thể dẫn điện khi được kích nếu lúc đó E lớn hơn áp nguồn v .

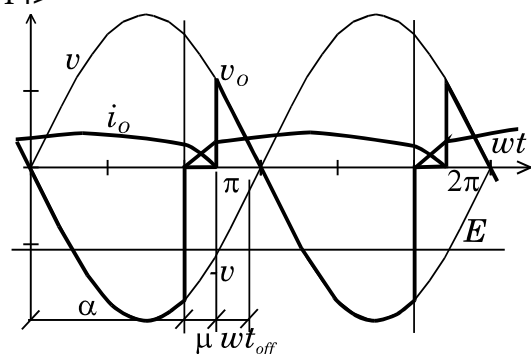
Như đã khảo sát ở 4.1, ở sơ đồ chỉnh lưu diod hai xung khi tải có E , góc kích SCR sẽ nằm trong khoảng $\alpha_{min} = \sin^{-1}\left(\frac{E}{\sqrt{2}V}\right)$ đến $\pi - \alpha_{min}$.

Trị trung bình áp ra V_o không thay đổi khi dòng liên tục và tăng lên ($E > 0$) so với tải RL khi dòng gián đoạn, vì áp ra v_o sẽ bằng E khi dòng bằng 0. Khi áp dụng nguyên lý xếp chồng, mạch điện đối với thành phần một chiều – hình 4.3.5.(b) – cho ta:

$$I_o = (V_o - E) / R \quad <4.3.14>$$

Khi tải có sức phản điện, có thể có hiện tượng nghịch lưu. Hiện tượng này xảy ra khi $V_o, E < 0$ và $|V_o| < |E|$ (hình 4.3.6). Khi đó vẫn có dòng $I_o > 0$, áp ra bộ chỉnh lưu và sức điện động tải đổi dấu, tải trở nên cung cấp và bộ biến đổi sẽ nhận năng lượng vì biểu thức công suất đã đổi dấu (hình 4.3.5.b):

$P = V_o \cdot I_o < 0$ ngược với trường hợp tải thụ động (như R), tương ứng với HSCS < 0.



Hình 4.3.6

Có thể chứng minh được là bộ biến đổi chuyển được năng lượng này về lưới khi tính tích phân công suất ra.

Tóm tắt điều kiện xảy ra nghịch lưu:

- Tải có sức phản điện $E < 0$ (cùng chiều với dòng điện).
- Trung bình áp ra $V_o < 0$ và $|V_o| < |E|$.

Góc nghịch lưu an toàn:

Khi α tăng, áp ra bộ chỉnh lưu V_o giảm, sau đó nhỏ hơn zero. Khi α gần 180° , có thể xảy ra hiện tượng đột biến nghịch lưu. Hiện tượng này xuất hiện khi các SCR chuyển mạch thất bại: SCR được kích không chuyển sang trạng thái dẫn điện được và SCR đang dẫn tiếp tục dẫn điện bán kỳ kế tiếp. Áp ra v_o đang âm trở nên dương, dòng điện đột ngột tăng lên rất cao gọi là đột biến nghịch lưu. Góc nghịch lưu β được định nghĩa bằng $\pi - \alpha$. Góc nghịch lưu an toàn là giá trị β tối thiểu để không xảy ra đột biến nghịch lưu. Xét trường hợp T2, T3 đang dẫn điện trên hình 3.19, với nhận xét là áp - v sẽ dương khi $wt > \pi$, góc nghịch lưu an toàn bằng 0° trong trường hợp các SCR lý tưởng, có chuyển mạch tức thời. Trong thực tế, sau khi được kích, ta mất một góc μ cho chuyển mạch (các SCR trùng dẫn) và góc $w.t_{OFF}$ tương ứng thời gian t_{OFF} để SCR bị tắt phục hồi khả năng khóa, như vậy góc nghịch lưu an toàn β sẽ bằng $\mu + w.t_{OFF}$.

6. Sóng hài áp và dòng ngõ ra:

Như ta đã biết chỉnh lưu m xung cho ra điện áp một chiều nhấp nhô m lần trong một chu kỳ lưới điện. Khi khai triển Fourier, tín hiệu có chu kỳ này gồm có:

- Thành phần một chiều hay trung bình, là phần hữu dụng hay mong muốn.
- Các thành phần hình sin có tần số $k.m.w$, còn gọi là sóng hài bậc n , $n = km$; với k là số nguyên, w là tần số lưới điện tính bằng rad/s. Thành phần này không những không hữu ích với tải một chiều, mà còn gây ra các tác dụng không mong muốn như: làm tăng giá trị hiệu dụng của dòng điện, dẫn đến tăng phát nóng; đối với động cơ một chiều còn tạo ra mô men phụ gây rung.

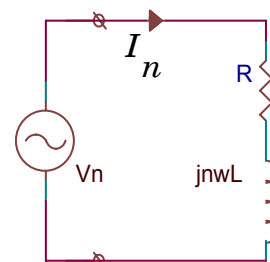
Khi dòng tải liên tục, trị hiệu dụng V_{Rn} của sóng hài bậc n của điện áp ra bằng:

$$V_{Rn} = \frac{2m}{(n^2-1)\pi} \sin \frac{\pi}{m} V \sqrt{1 + (n^2 - 1) \sin^2 \alpha} \quad <4.3.15>$$

Biểu thức này có được khi ta khai triển Fourier của dạng áp ra cho các sóng hài bậc cao.

Trong đó, V_{do} là trị trung bình áp ra chỉnh lưu diod cùng sơ đồ.

Cũng như tính toán với thành phần một chiều của điện áp, ta có thể tìm ra các thành phần sóng hài dòng điện bậc n khi giải mạch điện tương đương bộ chỉnh lưu tải RLE cho các sóng hài điện áp (hình 4.3.7):



Hình 4.3.7:

$$I_{Rn} = V_{Rn} / \sqrt{R^2 + (nwL)^2} \quad <4.3.16>$$

Theo tính chất của các thành phần Fourier, trị hiệu dụng của dòng điện là:

$$I_R = \sqrt{(I_o)^2 + \sum_n I_{Rn}^2} \quad \text{với } I_o \text{ là trị trung bình của dòng điện.}$$

$\sqrt{\sum_n I_{Rn}^2}$ được gọi là hiệu dụng tổng các sóng hài, biểu thị độ nhấp nhô (không phẳng) của dòng điện.

Chỉ số n được tính từ m đến ∞ . Trong thực tế, vì nwL và V_{Rn} giảm nhanh theo n , người ta chỉ tính toán với vài sóng hài đầu tiên ($k = 1 \dots 3$).

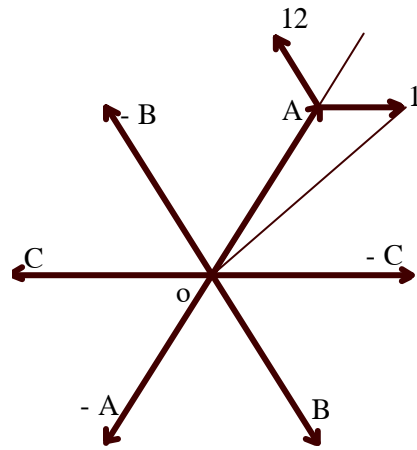
Ngoài việc lọc ngõ ra, một biện pháp rất hữu hiệu để giảm sóng hài dòng, áp ngõ ra là tăng số xung của áp ngõ ra, có hai cách:

- Tăng số pha: Từ hệ 3 pha, ta có thể tạo ra 6, 12, 24 pha bằng cách nối tiếp các cuộn dây thứ cấp (có điện áp thích hợp) của biếp áp 3 pha có nhiều cuộn thứ cấp trên 1 pha. Hình 4.3.8 trình bày cách thực hiện 12 pha từ 6 pha A, B, C, -A, -B, -C (chỉ vẽ pha 1 và pha 12). Pha 1 được tổng hợp từ pha A và -C với tỉ lệ thích hợp.

Góc $\angle oA1 = 15^\circ$, $\angle oA1 = 120^\circ$ của tam giác $oA1$ cho ta:

$$\frac{o1}{\sin 120} = \frac{A1}{\sin 15} = \frac{oA}{\sin 45}$$

Suy ra điện áp các cuộn dây oA , $A1$ theo áp ra $o1$.



Hình 4.3.8:

Phương án này còn có ưu điểm là thích hợp với công suất lớn. Nhược điểm là biến áp có công suất biểu kiến tăng cao (tương ứng hệ số sử dụng biến áp thấp) do giá trị hiệu dụng dòng điện qua cuộn dây tăng khi góc dẫn của một chỉnh lưu giảm vì số xung m tăng.

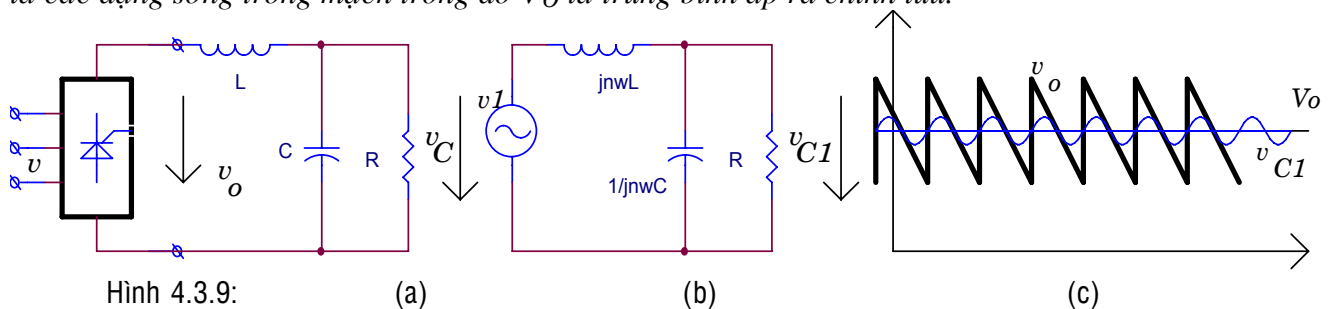
- Nối nối tiếp và/hay song song các bộ chỉnh lưu có nguồn lệch pha. Đây là phương án hiệu quả hơn đối với cả ba: nguồn, BBD và ngõ ra. Nội dung sẽ được trình bày trong phần sau.

Ví dụ: Cho bộ chỉnh lưu ba pha cầu tải R có lọc LC ngõ ra hình 4.3.9.(a), áp nguồn có hiệu dụng 100 volt (áp pha), tần số 50 Hz. Góc ĐK pha $\alpha = 60^\circ$, tải R 100 ohm. Mạch lọc LC bằng bao nhiêu để biên độ nhấp nhô áp ra (đỉnh – đỉnh) bằng 10 volt?

Các giả thiết để đơn giản tính toán:

- Sau khi qua mắc lọc LC, các sóng hài bậc lớn hơn cơ bản ($k = 1$, ứng với tần số nhấp nhô ngõ ra 6 xung, bằng 300 Hz) là không đáng kể. Như vậy chỉ cần khảo sát sóng hài cơ bản.
- Dòng qua bộ chỉnh lưu là liên tục để có thể áp dụng <4.3.15>.

Hình 4.3.9: (a) là mạch động lực trong đó v_o là áp ra bộ chỉnh lưu, v_C là áp ngõ ra bộ lọc LC; (b) là mạch tương đ/v hài cơ bản, v_1 là sóng hài cơ bản - bậc $k = 1$ của áp ra bộ chỉnh lưu, v_{C1} là sóng hài bậc $k = 1$ của áp qua tụ C – theo giả thiết trên cũng chính là áp ngõ ra mạch lọc; (c) là các dạng sóng trong mạch trong đó V_o là trung bình áp ra chỉnh lưu.



Hình 4.3.9:

(a)

(b)

(c)

Ta có $V_{do} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) V = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot 100 = 2.34 \cdot 100 = 234 \text{ v}$

tính < 4.3.15 > $n = 6; \alpha = 60 \Rightarrow V_1 = 48.9 \text{ v}$

Hình 4.3.9.b cho ta:
$$\frac{V_{C1}}{V_1} = \left| \frac{(1/jnwC) // R}{(1/jnwC) // R + jnwL} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 - n^2w^2LC)^2 + (nwL/R)^2}}$$

Yêu cầu của đầu bài là biên độ nhấp nhô áp ra (đỉnh – đỉnh) bằng 10 volt, suy ra trị số hiệu dụng sóng hài cơ bản qua điện dung C là $V_{C1} = 10 / (2 \cdot \sqrt{2}) = 3.53 \text{ v}$.

Phương trình trên cho phép tính toán giá trị L và C . Vì chỉ có một phương trình cho hai ẩn số, cần phát biểu thêm một điều kiện cho L và C trước khi giải.

Để ý: $\sqrt{(1 - n^2 \omega^2 LC)^2 + (n\omega L/R)^2} \approx n^2 \omega^2 LC$ vì tần số trong mạch sẽ khá lớn so với tần số cộng hưởng của LC (mạch lọc chỉ cho tần số thấp qua),

$$\frac{V_{C1}}{V_1} = \frac{3.53}{48.9} \approx \frac{1}{n^2 \cdot \omega^2 \cdot LC} \Rightarrow LC = \frac{48.9}{3.53 \cdot 6^2 \cdot (100\pi)^2} = 3.90E - 6$$

Có nhiều phương án để chọn LC, ở đây chọn $C = 100 \mu F$ suy ra $L = 0.039 H$. Giá trị LC như vậy có thể thực hiện dễ dàng trong thực tế.

Kiểm tra lại:

♦ phần tính toán : $n\omega L/R = 6 \cdot 100\pi \cdot 0.039/100 = 0.74 \ll (1 - n^2 \omega^2 LC) = -12.86$

♦ Khảo sát sóng hài bậc lớn hơn cơ bản, với $k = 2$:

tính $\langle 3.32 \rangle$ với $V_{do} = 234$; $n = k \cdot m = 12$; $\alpha = 60 \Rightarrow V_2 = 23.8$ v và

$$V_{C2} = \frac{V_2}{\sqrt{(1 - 12^2 \cdot (100\pi)^2 \cdot 3.9 \cdot 10^{-6})^2 + (12 \cdot 100\pi/100)^2}} = \frac{23.8}{37.5} = 0.63 \text{ volt.}$$

Vậy sóng hài bậc

$k = 2$ là không đáng kể so với thành phần cơ bản bậc $k = 1$, đúng như giả thiết.

♦ Kiểm tra dòng liên tục: Công thức $\langle 4.3.15 \rangle$ chỉ đúng trong trường hợp dòng liên tục, để đảm bảo kết quả cần phải kiểm tra sự liên tục của dòng điện. Tuy nhiên, giải tích mạch điện chỉnh lưu điều khiển pha tải RLC trong điều kiện dòng gián đoạn rất phức tạp và thường không cần thực hiện khi thiết kế vì khi dòng bằng không, áp ra sẽ bằng áp trên tụ – lớn hơn áp lưới trong khoảng này (chính là áp ra ngỏ ra khi dòng liên tục). Như vậy nhấp nhô áp trên tải khi dòng gián đoạn sẽ bé hơn tính toán dựa vào giả thuyết dòng liên tục.

7. Đặc tính ngoài bộ chỉnh lưu:

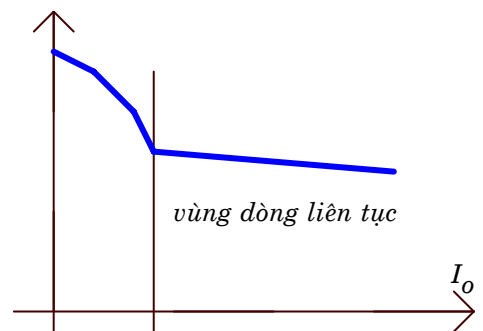
Định nghĩa đặc tính ngoài: $V_o = f(I_o)$. Có các đặc tính:

- Áp ra giảm khi I_o tăng vì các sụt áp: chuyển mạch, qua chỉnh lưu, điện trở dây dẫn và biến áp (nếu có).

- Khi dòng tải liên tục, áp ra bộ chỉnh lưu không phụ thuộc tải nên áp ra ổn định, sụt áp theo tải ít hơn.

- Khi dòng gián đoạn không có sụt áp do chuyển mạch, và không có phần điện áp âm nên áp ra cao hơn.

- Khi tải có sức phản điện E, độ (suất) sụt áp tăng cao trong vùng dòng gián đoạn vì khi đó E cũng là một bộ phận tạo ra điện áp ngỏ ra.



Hình 4.3.10

Tính phạm vi điều chỉnh góc ĐKP α khi cho trước phạm vi thay đổi phụ tải:

Gọi E_{BD} là áp ra BĐ lý tưởng, chỉ phụ thuộc α và áp nguồn.

$E_{BD} = E + \Sigma \Delta V$, trong đó E là sức điện động tải, $\Sigma \Delta V$ bao gồm tất cả sụt áp có thể có. Tổng quát, E_{BD} và E có thể > 0 hay < 0 trong khi luôn có $\Sigma \Delta V > 0$. Do đó khi thiết kế có thể chọn α_{min} theo $E_{max} + \Sigma \Delta V$ (với $E_{max} > 0$) để đảm bảo các sụt áp khi dòng max và α_{max} theo $E_{min} < 0$ trong chiều nghịch lưu khi tính đến trường hợp dòng bằng 0. α_{max} cần phải kiểm tra

thêm góc nghịch lưu an toàn: $\alpha_{max} < \pi - \beta$.

IV.4 NỐI SONG SONG VÀ NỐI TIẾP CHỈNH LƯU:

<p>1. Nối song song bộ chỉnh lưu:</p> <p>Điều kiện thông thường để nối song song hai bộ chỉnh lưu là:</p> <ul style="list-style-type: none"> - hai bộ chỉnh lưu giống nhau. - luôn luôn có áp trung bình ngõ ra bằng nhau. <p>Khi đó dòng trung bình qua mỗi bộ chỉnh lưu là $\frac{1}{2}$ dòng trung bình tải.</p>	<p>Hình 4.4.1</p>
---	-------------------

Để cải thiện chất lượng BĐĐ, hai bộ chỉnh lưu sẽ làm việc lệch pha nhau (như hai cầu 3 pha trên hình 4.4.1 là $\pi/6$) để nhấp nhô áp trên tải có biên độ giảm, tần số tăng gấp đôi so với nhấp nhô áp ra của một bộ chỉnh lưu (là $m = 12$ so với $m = 6$ của cầu ba pha). Cuộn kháng cân bằng cần được thêm vào để rơi phần áp chênh lệch của hai bộ chỉnh lưu.

Cũng nhờ sự lệch pha này mà dòng nguồn (là sự xếp chồng – cộng – dòng qua hai bộ chỉnh lưu) sẽ có ít sóng hài bậc cao hơn khi làm việc thông thường.

Ta rất hay gặp bộ chỉnh lưu 6 pha có kháng cân bằng điều khiển pha. Sơ đồ chỉnh lưu 6 pha có kháng cân bằng điều khiển pha có được khi thay các D trong hình 4.1.6 bằng SCR.

Hình vẽ 4.4.2 bên lấy áp v_{AB} làm gốc pha, qua đó có thể thấy là

$$v_{o1}(wt) = v_{o2}(wt - \pi) \tag{4.4.1}$$

cùng dạng.

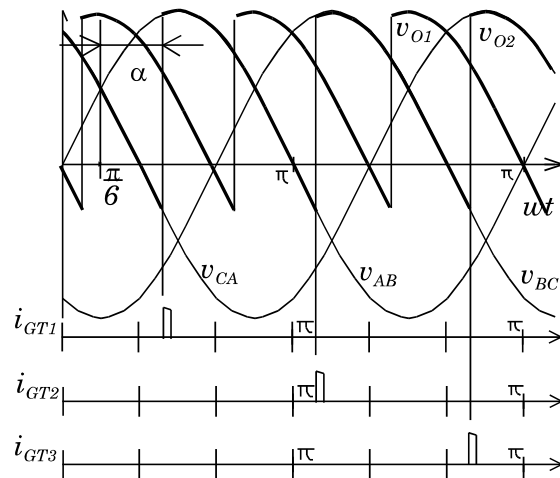
Trung bình áp ra giống như chỉnh lưu 3 pha tia, là <4.2.6> khi giả sử dòng liên tục.

Để tính gần đúng áp trên cuộn kháng cân bằng, ta tìm các thành phần Fourier của điện áp:

$k = 1$, tần số $3w$:

$$v_{o1}(3wt) = v_{o2}(3wt - 3\pi) = -v_{o2}(3wt)$$

Hình 4.4.2



và <4.4.1> cho ta $v_{cb} = v_{o1} - v_{o2} = 2 v_{o1}(3wt)$ <4.4.2>. Suy ra hiệu dụng thành phần tần số $3w$ của áp qua cuộn kháng gấp đôi sóng hài bậc 3 áp ra chỉnh lưu tính theo <4.3.16>

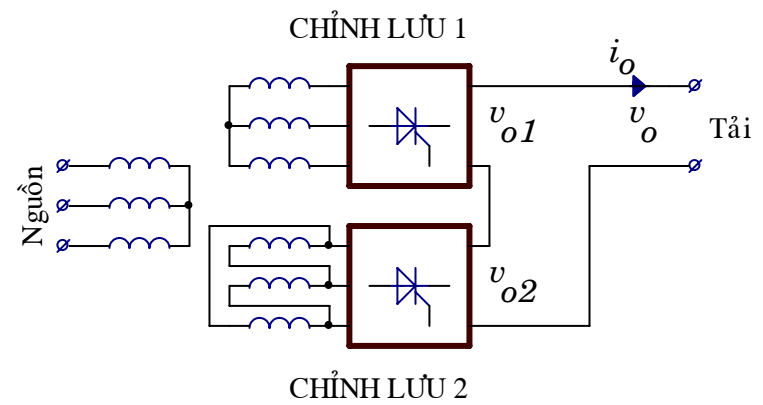
tương tự, khi $k = 2$, có thể CM thành phần tần số $6w$ áp trên cuộn kháng bằng 0. Các thành phần tần số cao hơn có thể bỏ qua. Trong một số tài liệu, người ta tích phân trị hiệu dụng áp trên cuộn kháng từ <4.4.2> để làm áp trên cuộn kháng và thiết kế với tần số $3w$.

Kháng cân bằng thực ra là một biến áp tự ngẫu vì không có từ trường một chiều (thành phần trung bình của dòng tải qua 2 cuộn dây khử lẫn nhau), nếu gọi i_{μ} là dòng từ hóa, cần có điều kiện sau để cả hai bộ chỉnh lưu luôn có dòng (đảm bảo hai chỉnh lưu luôn làm việc):

$$i_{o1} = \frac{I_o}{2} - i_\mu > 0 \text{ hay } \frac{I_o}{2} \geq I_{\mu m} \text{ với } I_{\mu m} \text{ là biên độ dòng từ hóa.}$$

Nếu tự cảm L_T cuộn dây bé, cần tính giá trị tối thiểu để hạn chế dòng từ hóa theo công thức: $2I_{\mu m} = \frac{Q_{LT}}{L_T} \Rightarrow L_T = \frac{Q_{LT}}{I_{omin}}$ với $Q_{LT} = \frac{2\sqrt{2}V}{\omega} (1 - \cos \frac{\pi}{3})$ trong đó I_{omin} là dòng tải tối thiểu, Q_{LT} là tích phân xung (bán kỳ) áp trên cuộn kháng cân bằng. (Xem tài liệu ĐTCS – TS Nguyễn Văn Nhờ, NXB ĐHQG 2002, áp dụng vào trường hợp cụ thể)

2. Nối nối tiếp bộ chỉnh lưu:

<p>Khác với song song hai bộ chỉnh lưu, việc nối tiếp hai bộ chỉnh lưu chỉ cần chúng có cùng khả năng dẫn dòng, ta có thể xây dựng một chiến lược điều khiển áp ra của từng bộ chỉnh lưu để có kết quả tổng cộng là tốt nhất, ví dụ như một bộ chỉnh lưu có thể dùng diod (không điều khiển) khi phạm vi chỉnh áp ra bé, tương ứng với điều khiển bộ chỉnh lưu SCR còn lại (hình 4.4.3).</p> <p>Việc sử dụng áp nguồn lệch pha</p>	 <p>Hình 4.4.3: $v_o = v_{o1} + v_{o2}$</p>
--	--

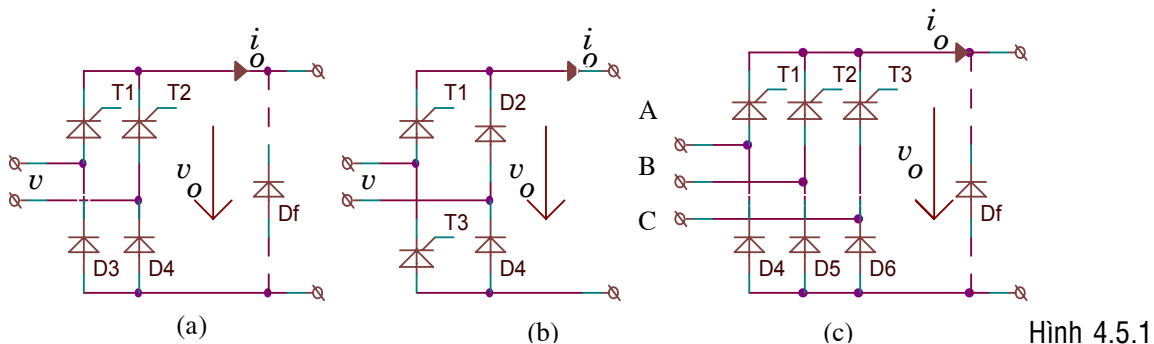
cung cấp cho hai bộ chỉnh có tác dụng làm tăng tần số, giảm biên độ nhấp nhô ngõ ra cũng như giảm nhấp nhô dòng nguồn, là tổng của dòng qua hai bộ chỉnh lưu.

Một ví dụ khá quen thuộc của nối tiếp hai bộ chỉnh lưu là cầu 3 pha có thể xem là nối tiếp hai bộ chỉnh lưu 3 pha hình tia.

IV.5 CHỈNH LƯU HỖN HỢP SCR VÀ DIOD:

1. Các sơ đồ:

Việc sử dụng hỗn hợp SCR và diod trong cùng sơ đồ chỉnh lưu không thay đổi khả năng cơ bản của chỉnh lưu điều khiển pha là điều khiển được áp ra, nó có thêm ưu điểm là làm đơn giản sơ đồ động lực và điều khiển, và thường được sử dụng trong các hệ thống công suất trung bình và nhỏ với yêu cầu chất lượng không cao.



Hình 4.5.1 trình bày 3 sơ đồ chỉnh lưu cầu hỗn hợp thường gặp: một pha và ba pha.

2. Khảo sát sơ đồ chỉnh lưu một pha (hình 4.5.1.a và .b) tải RL:

Sơ đồ hình 4.5.1.a có diod phóng điện D_f . D_f thường được sử dụng khi tải là cuộn dây để tạo ra đường phóng cho dòng điện qua các cuộn dây khi ngắt nguồn, tránh quá điện áp trong mạch

điện có cảm kháng khi dòng điện giảm về không đột ngột.

Xét chu kỳ làm việc đầu tiên. Tại $wt = \alpha$, kích T1: T1 và D4 dẫn, áp ra v_o bằng áp vào v như các sơ đồ cầu 1 pha khác.

Tại $wt = \pi$, v bắt đầu âm. Df dẫn điện vì được phân cực thuận: $v_o = 0$, dòng điện tải khép mạch qua Df, dòng qua cầu chỉnh lưu bằng không, SCR tắt. Dòng điện qua tải cuộn dây lúc đó suy giảm theo hàm mũ cho đến khi $wt = \pi + \alpha$, SCR T2 có xung kích khởi, chỉnh lưu bán kỳ kế.

Như vậy v_o có dạng của áp ra tải điện trở (hình 4.5.2.a) ngay khi tải là RL. Trị trung bình áp ra tính theo <4.2.1>

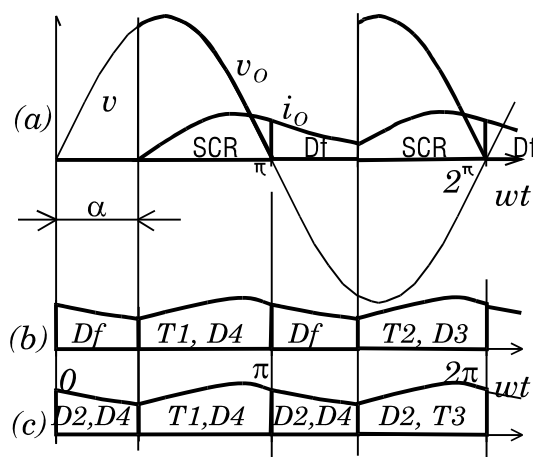
$$V_o = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [\cos \alpha + 1]$$

Hình 4.5.2.b chỉ ra các khoảng dẫn điện của các linh kiện trong một chu kỳ tựa xác lập (khi dòng điện thay đổi có chu kỳ) của sơ đồ hình 4.5.1.a có diod phóng điện Df.

Trong trường hợp sơ đồ hình 4.5.1.a không có diod phóng điện Df: dạng áp, dòng ngõ ra không thay đổi. Tại $wt = \pi$, D3 sẽ dẫn điện với T1 trong khoảng dẫn của Df và như vậy, áp ra v_o vẫn bằng 0 (để chứng minh, có thể giả sử D4 tiếp tục dẫn điện => D3 phân cực thuận, trở nên dẫn điện làm D4 tắt). Tương tự, ở cuối bán kỳ âm, D4 dẫn điện với T1 trong khoảng dẫn của Df.

Với sơ đồ hình 4.5.1.b, khi hoán đổi vị trí các chỉnh lưu, áp ra không thay đổi nhưng khoảng dẫn của các chỉnh lưu thay đổi. D2 và D4 đóng vai trò của Df. Phân bố dòng qua các chỉnh lưu vẽ ở hình 4.5.2.c.

Sơ đồ hình 4.5.1.a thường được dùng với Df khi cần mạch điều khiển đơn giản – cho phép mạch điều khiển có điểm chung với mạch động lực, trong khi sơ đồ hình 4.5.1.b không cần dùng Df với tải RL. Nhưng khi đó, các SCR lại không thể nối chung Kathod, dẫn đến yêu cầu cách ly mạch điều khiển – động lực.



Hình 4.5.2 dạng áp, dòng của chỉnh lưu cầu hỗn hợp SCR Diod (ĐK không toàn phần)

Có thể tổng quát hóa kết quả khảo sát sơ đồ một pha: Có thể điều khiển pha bằng cách sử dụng Diod và SCR trong sơ đồ cầu. Vì dòng điện phải qua hai chỉnh lưu trong sơ đồ cầu nên có thể điều khiển một chỉnh lưu để thay đổi áp ra. Diod sẽ tự động dẫn điện khi phân cực thuận làm cho áp ra không thể âm.

Ví dụ: Cho bộ chỉnh lưu một pha hỗn hợp hình 4.5.1.a có diod phóng điện. Áp nguồn 220 VAC. Tải RL, $R = 10 \text{ ohm}$, L đủ lớn để có thể xem dòng tải là phẳng. Tính trị trung bình dòng qua SCR, Diod ở góc ĐK pha $\alpha = 45^\circ$.

Trung bình áp ra: <3.14> cho ta:

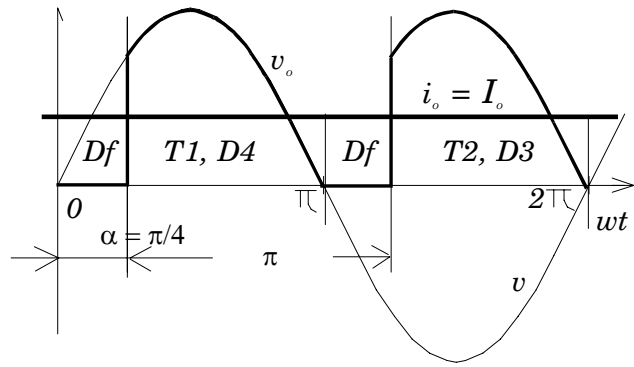
$$V_o = 0.45 \cdot 220 \cdot (1 + \cos 45) = 169 \text{ volt}$$

Trung bình dòng ra: $I_o = 169/10 = 16.9 \text{ A}$

Theo hình 4.5.3, trị trung bình dòng qua SCR, Diod sơ đồ chỉnh lưu:

$$I_T = I_D = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_o dwt = I_o \cdot \left[\frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]$$

$$= 16.9 \cdot \frac{135}{360} = 6.34 \text{ A}$$



Hình 4.5.3

Trung bình dòng qua diod phóng điện Df: $I_{Df} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} I_o dwt = I_o \cdot \left[\frac{\alpha}{2\pi} \right]$

$$= 16.9 \cdot \frac{45}{180} = 4.22 \text{ A}$$

Trong các bài toán thiết kế, định mức dòng ngõ ra I_o được giữ không đổi trong khi góc ĐK pha α thay đổi, cho nên định mức dòng qua SCR, Diod được chọn theo điều kiện làm việc xấu nhất của nó, là bằng với dòng ngõ ra I_o .

3. Khảo sát sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha hỗn hợp (hình 4.5.1.c) tải RL:

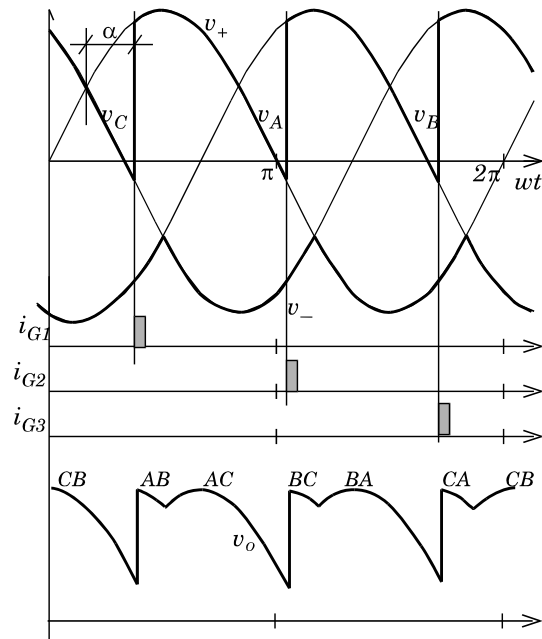
Giống như sơ đồ cầu 3 pha 6 SCR, ta chia các chỉnh lưu làm hai nhóm: nhóm + gồm các SCR, có điều khiển pha và nhóm - gồm các diod. Khảo sát sự hoạt động của các nhóm này cho ta điện áp các đầu dây ngõ ra v_+ và v_- là các nét đậm trên hình 4.5.4, áp ra v_o vẫn là các áp dây nhưng gồm cả các xung không điều khiển pha, nên ngõ ra nhấp nhô 3 lần trong chu kỳ.

Hình 4.5.4 vẽ các dạng điện áp khi $\alpha < \pi/3$. Khi $\alpha = 0$ áp ra trở về dạng chỉnh lưu cầu ba pha diod, ngõ ra là 6 xung như nhau.

Khi $\alpha > \pi/3$ áp ra có khoảng bằng không do Df hay các diod và SCR trên cùng pha dẫn (khi không có Df). Vì khoảng dẫn điện của các diod là các khoảng điện áp pha âm nhất không đổi trong khi khoảng dẫn các SCR thay đổi vì có điều khiển pha, dòng điện bán kỳ dương và âm của một pha không lệch 180° . Đây là nhược điểm lớn của họ sơ đồ này, nó hạn chế công suất tải áp dụng vì tạo ra nhiều hài dòng điện cho lưới.

Trung bình áp ra khi dòng liên tục có thể được tính theo tổng hai chỉnh lưu ba pha tia, một với góc điều khiển α và một không điều khiển:

$$V_o = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V(1 + \cos \alpha) \quad <4.5.1>$$



Hình 4.5.4: dòng, áp ra khi chỉnh lưu cầu 3 pha ĐK không hoàn toàn

Ví dụ: Giả sử dòng tải liên tục, phẳng. Vẽ dạng dòng qua nguồn trong hai trường hợp $\alpha = 36^\circ$ và $\alpha = 90^\circ$. Tính hệ số công suất bộ chỉnh lưu trong hai trường hợp.

Dạng áp hai đầu bộ chỉnh lưu và dòng điện pha A trong hai trường hợp như sau:

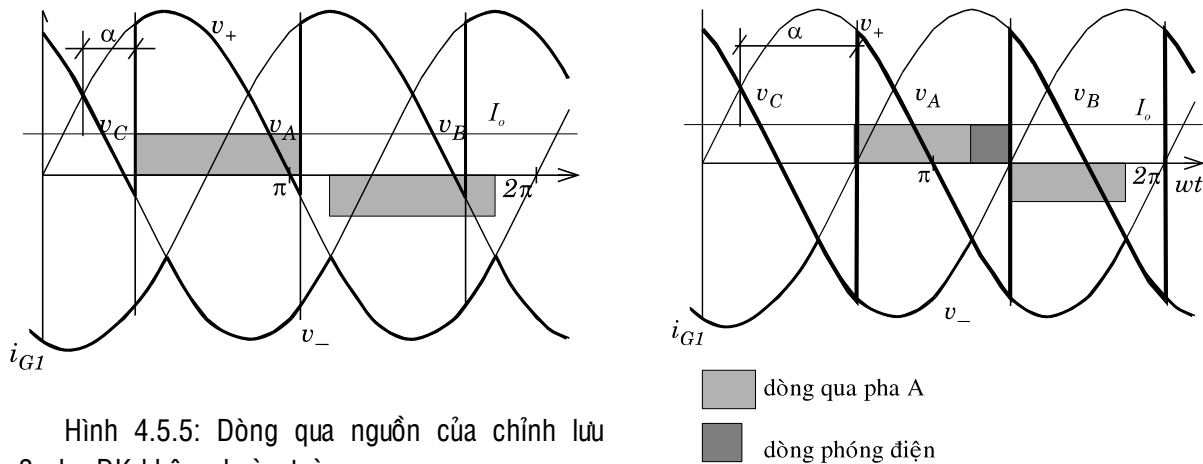
Khi $\alpha = 36^\circ$ dòng qua pha A gồm hai xung biên độ $2\pi/3$ và bằng $\pi - \alpha = \pi/2$ khi $\alpha = \pi/2 > \pi/6$ (xem hình vẽ).

- Khi $\alpha = 36^\circ$ dòng hiệu dụng qua pha A bằng:

$$I_R = I_o \sqrt{\frac{2 \cdot 2\pi/3}{2\pi}} = I_o \sqrt{\frac{2}{3}}. \text{ Công suất tải } P_o = V_o \cdot I_o \text{ với } V_o \text{ tính theo } <3.33a> \text{ và hệ số công}$$

suất:

$$HSCS = \frac{P_o}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V(1 + \cos \frac{\pi}{5}) \cdot I_o}{3 \cdot V \cdot I_o \sqrt{\frac{2}{3}}} = \frac{3(1 + \cos \frac{\pi}{5})}{2\pi} = 0.863$$



Hình 4.5.5: Dòng qua nguồn của chỉnh lưu cầu 3 pha ĐK không hoàn toàn

- Khi $\alpha = 90^\circ$ dòng hiệu dụng qua pha A bằng: $I_R = I_o \sqrt{\frac{2 \cdot (\pi - \alpha)}{2\pi}} = I_o \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}$ và hệ

số công suất $HSCS = \frac{P_o}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V(1 + \cos \frac{\pi}{2}) \cdot I_o}{3 \cdot V \cdot I_o \sqrt{\frac{1}{2}}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0.551$

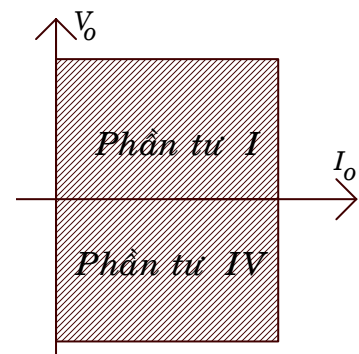
Vậy HSCS luôn luôn cao hơn chỉnh lưu điều khiển hoàn toàn (chỉ dùng SCR).

IV.6 BỘ CHỈNH LƯU ĐẢO CHIỀU:

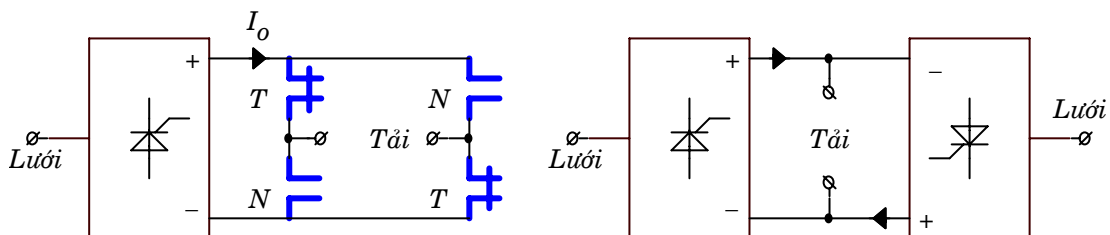
1. Các sơ đồ:

Chỉnh lưu điều khiển pha dù có thể cung cấp áp ra > 0 và < 0 nhưng dòng ra chỉ cho phép > 0 (làm việc phần tư I và IV của mặt phẳng tải V_o, I_o) hình 4.6.1. Để có thể đảo chiều dòng điện tải, có hai sơ đồ chính:

- Sử dụng các tiếp điểm đảo chiều (hình 4.6.2.a): Hình vẽ đang có tiếp điểm T đóng, cung cấp 1 chiều dòng tải, nếu T ngắt và N đóng dòng tải sẽ được phép đảo chiều.



Hình 4.6.1



Hình 4.6.2 Sơ đồ nguyên lý: (a) Đảo chiều dùng tiếp điểm

(b) BBD đảo chiều

- BBD đảo chiều: Gồm hai bộ chỉnh lưu cung cấp hai chiều dòng tải, hình 4.6.2.(b) là sơ đồ nguyên lý và hình 4.6.3 là sơ đồ cụ thể với các bộ chỉnh lưu hình tia.

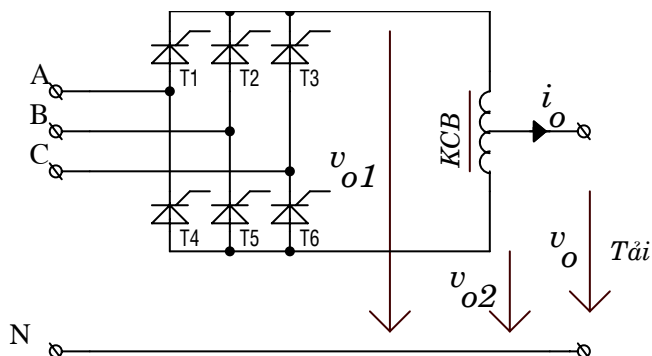
2. Nguyên lý điều khiển BBD đảo chiều:

Để hai BBD cung cấp cùng giá trị V_O cho tải, các góc đk pha của hai BBD sẽ có quan hệ như sau khi giả sử dòng tải là liên tục:

BBD 1 cung cấp áp trung bình V_{O1} với góc α_1 , BBD 2 cung cấp áp V_{O2} và α_2 .

$$V_O = V_{O1} = V_{d0} \cdot \cos \alpha_1 = V_{O2} = -V_{d0} \cdot \cos \alpha_2 \Rightarrow \cos \alpha_1 = -\cos \alpha_2 \text{ hay } \alpha_1 + \alpha_2 = \pi$$

nếu $\alpha_1 > 0$: BBD 1 là chỉnh lưu $\Rightarrow \alpha_2 < 0$: BBD 2 là nghịch lưu.



hình 4.6.3

Dù các trị trung bình hai BBD là bằng nhau, giá trị tức thời của chúng không bằng nhau làm xuất hiện dòng điện cân bằng (còn gọi là tuần hoàn – circulation) chỉ chạy qua hai bộ chỉnh lưu khi chúng cùng làm việc. Dòng cân bằng có thể rất lớn nếu ta không có tổng trở hạn chế chúng. Người ta có các cách điều khiển sau:

- Điều khiển riêng: Mỗi lúc chỉ cho một bộ chỉnh lưu làm việc tương ứng với chiều dòng điện hoạt động hay mong muốn. Như vậy không có dòng cân bằng. Với cùng điện áp V_O trên tải, khi đảo chiều dòng thì một BBD là chỉnh lưu, bộ còn lại là nghịch lưu và ngược lại.

Cần có thời gian cả hai BBD không làm việc khi chuyển BBD làm việc để tránh trường hợp có thể cả hai BBD cùng dẫn điện.

- Điều khiển chung (đồng thời): Hai BBD cùng có xung điều khiển nhưng chỉ có một bộ có dòng tải, dòng cân bằng được hạn chế bằng cuộn kháng KCB và qui luật điều khiển thích hợp. Có hai cách phối hợp : tuyến tính và phi tuyến.

- Phối hợp tuyến tính: Gọi α_1, α_2 là góc điều khiển pha hai bộ chỉnh lưu. Các áp trung bình $V_{O1} = V_{O2} = V_O$ cho ta $\alpha_1 = \pi - \alpha_2$, tương tự như đã khảo sát ở điều khiển riêng. Áp trên cuộn kháng cân bằng $v_{cb} = v_{o1} - v_{o2}$ không có thành phần một chiều (trị trung bình bằng 0) có thể tính tương tự như kháng cân bằng của bộ chỉnh lưu sáu pha có kháng cân bằng (mục IV.4.1). Dòng cân bằng có tác dụng làm dòng qua các BBD luôn liên tục.
- Phối hợp phi tuyến: Để giảm nhỏ kích thước cuộn kháng cân bằng trong khi vẫn hạn chế dòng cân bằng ở giá trị mong muốn, người ta điều khiển cho áp ra nghịch lưu lớn hơn áp ra chỉnh lưu:

$$\alpha_2 = \pi + \delta - \alpha_1 \text{ hay } \alpha_1 + \alpha_2 > \pi$$

IV.7 SỬ DỤNG NGẮT ĐIỆN CHUYỂN MẠCH CƯỜNG BỨC CHO CHỈNH LƯU:

Việc sử dụng ngắt điện đóng ngắt theo điều khiển như GTO hay tổ hợp transistor + diod trong các sơ đồ chỉnh lưu cho phép:

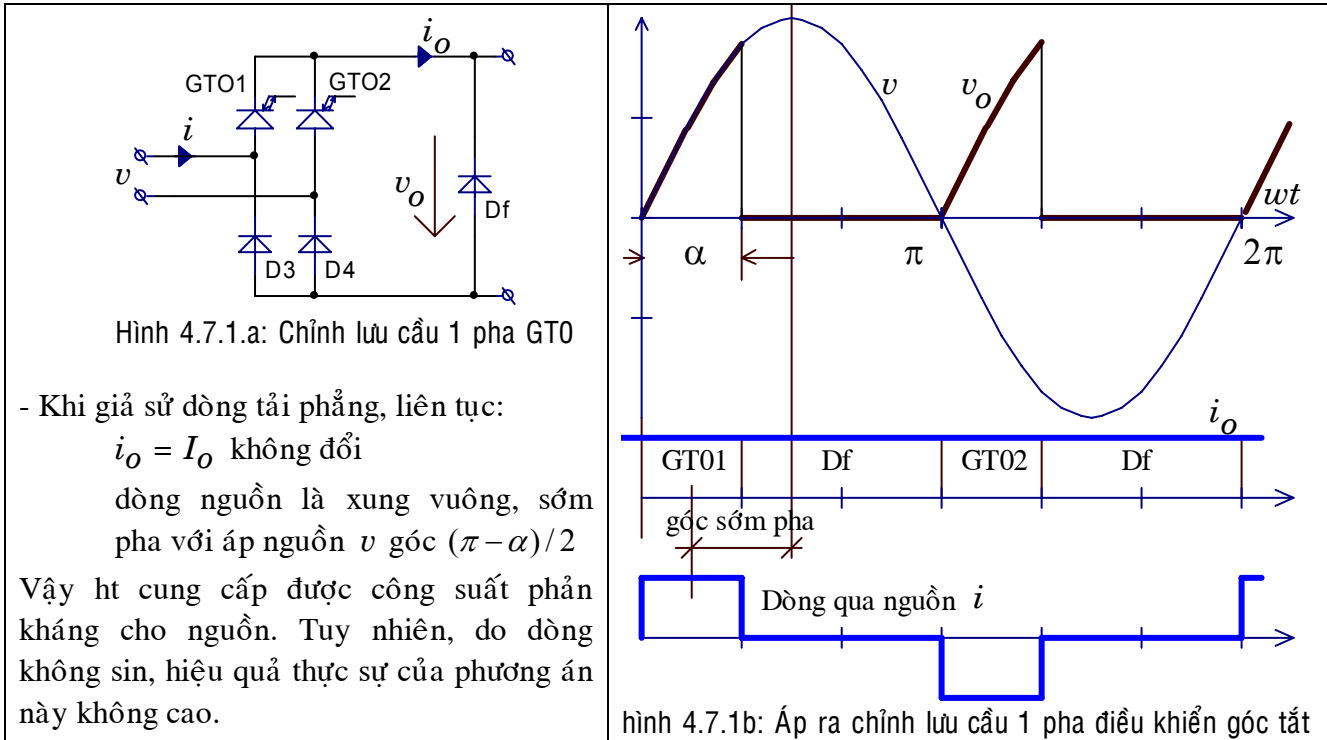
- nâng cao hệ số công suất của BBD như các sơ đồ chỉnh lưu điều khiển góc đối xứng (symmetrical angle control) hay điều rộng xung, cải thiện dạng (giảm biên độ sóng hài bậc cao) dòng nguồn.
- phát trả công suất phản kháng về nguồn như ở sơ đồ điều khiển góc tắt (extinction angle control).

1. Chỉnh lưu điều khiển góc tắt: (Hình 4.7.1)

- Sơ đồ làm việc ¼ mặt phẳng tải.

Trung bình áp ra sơ đồ cầu một pha khi góc dẫn $\gamma = \alpha$:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha V\sqrt{2} \sin wt \cdot dwt = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} (1 - \cos \alpha)$$

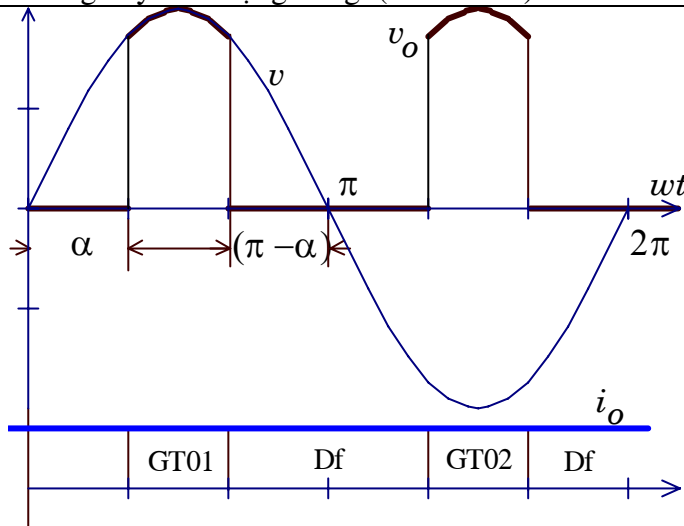


- Khi giả sử dòng tải phẳng, liên tục:
 $i_o = I_o$ không đổi
 dòng nguồn là xung vuông, sớm pha với áp nguồn v góc $(\pi - \alpha)/2$
 Vậy ht cung cấp được công suất phản kháng cho nguồn. Tuy nhiên, do dòng không sin, hiệu quả thực sự của phương án này không cao.

2. Chỉnh lưu điều khiển góc đối xứng hay điều rộng xung: (Hình 4.7.2)

- Khi sử dụng mạch điện hình 4.7.1.a, có thể đóng ngắt các GTO theo luật phức tạp hơn để cho ra các bộ chỉnh lưu có hệ số công suất tiến đến 1 như dạng áp hình 4.7.2.

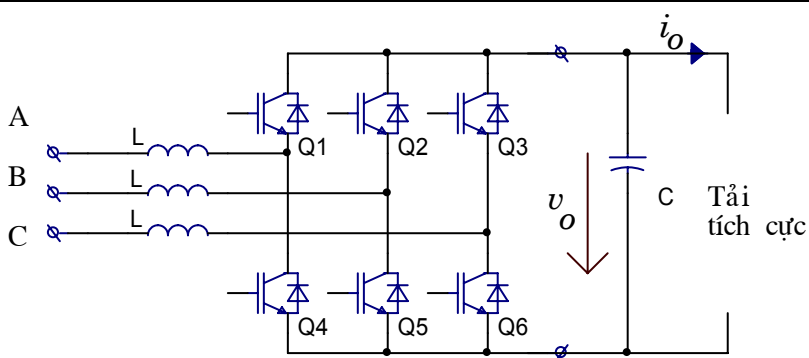
Tính toán tương tự như sơ đồ điều khiển góc khóa, HSCS không bằng 1 mặc dù dòng nguồn cùng pha với áp vì không hình sin. Ta có thể tăng số xung trong một bán kỳ để điều chế dòng hình sin (xem chương 6).



Ưu điểm lớn nhất của sơ đồ này là HSCS không giảm nhiều khi giảm áp ngõ ra về 0 như khi sử dụng SCR.

3. Chính lưu làm việc hai phần tư I và II:

Với việc sử dụng ngắt điện chuyển mạch cưỡng bức, ta có thể cho dòng điện tải đảo chiều khi áp một chiều trên tải lớn hơn giá trị



Hình 4.7.3: BBD làm việc hai phần tư (dùng IGBT)

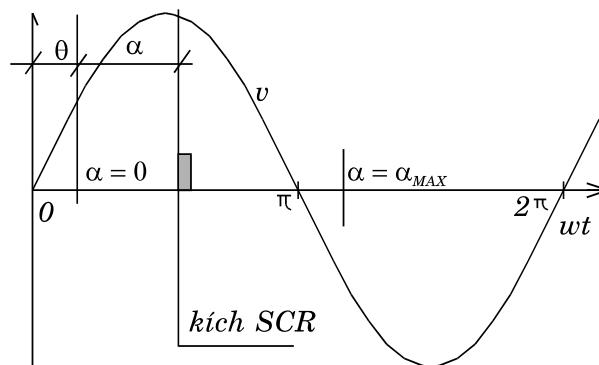
áp nguồn chỉnh lưu diod như ở hình 4.7.3. Mỗi ngắt điện bao gồm một IGBT có diod song song ngược. Khi áp trên tải lớn hơn áp chỉnh lưu diod, dòng qua diod về 0 và ta có thể điều khiển khoảng dẫn của các IGBT để trả năng lượng về nguồn.

Vậy sơ đồ hình 4.7.3 có $V_o \geq V_{do}$ và I_o có thể > 0 hay < 0

IV.8 MẠCH KÍCH SCR ĐIỀU KHIỂN PHA:

1. Nguyên lý điều khiển pha:

Hiểu một cách đơn giản nhất, mạch kích các SCR trong sơ đồ điều khiển pha sẽ cung cấp cho cực cổng một dòng điện cùng tần số (đồng bộ) với lưới điện nhưng pha thay đổi được theo tín hiệu điều khiển. Theo định nghĩa, góc lệch pha này sẽ bằng 0 trong trường hợp áp ra là cực đại với tải R, tương ứng với việc thay SCR <-- D.

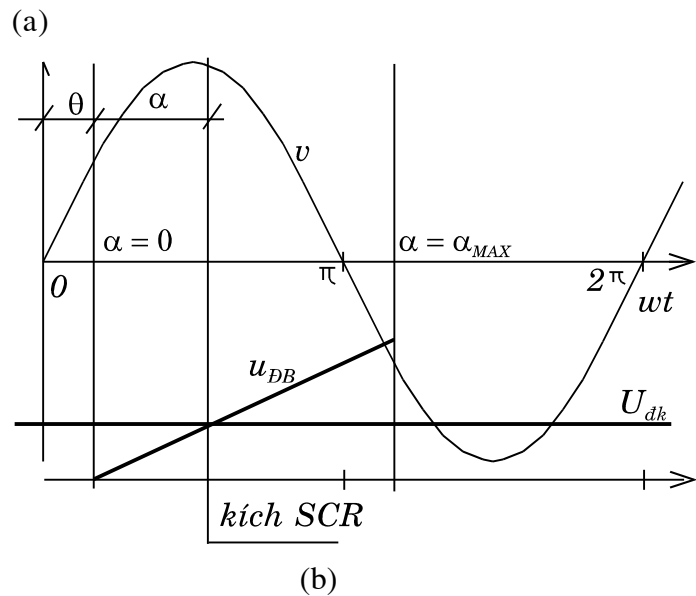
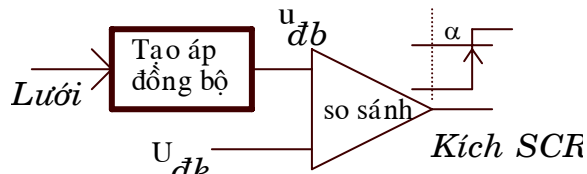


Hình 4.9.1

Để tăng độ chính xác, dạng sóng này cần có độ dốc lớn tại thời điểm kích SCR, như dạng xung trên hình 4.9.1. Cũng trên hình này, góc để tính góc điều khiển pha α (ứng với trường hợp $\alpha = 0$) lệch với lưới v một góc θ phụ thuộc sơ đồ và cách lấy tín hiệu lưới để đồng bộ mạch kích.

Nguyên lý điều khiển pha thường dùng cho bộ điều khiển sử dụng vi mạch tương tự là so sánh, có sơ đồ như hình 4.9.2.a .

Phát xung điều khiển pha theo nguyên lý so sánh có hạt nhân là mạch so sánh với ngõ vào là hai tín hiệu: $U_{đk}$ là tín hiệu điều khiển là tín hiệu một chiều, $U_{đb}$ là tín hiệu ngõ ra mạch đồng bộ, là tín hiệu cùng tần số lưới, có độ dốc không đổi dấu trong khoảng $\alpha = \alpha_{min}$ đến $\alpha = \alpha_{max}$ (thường là 0 và π) là khoảng thay đổi của góc điều khiển pha α . Khi $U_{đk} = U_{đb}$, ngõ ra bộ so sánh thay đổi trạng thái, đánh dấu thời điểm kích SCR. Thay đổi áp $U_{đk}$ sẽ điều khiển góc điều khiển pha α . Hình 4.9.2.(b) vẽ các dạng sóng với áp đồng bộ răng cưa tăng.



Hình 4.9.2

thẳng đứng áp điều khiển). Từ dạng $u_{đb}$ có thể tìm được quan hệ $\alpha(u_{đb}, U_{đk})$ và suy ra quan hệ trung bình áp ra V_o và $U_{đk}$.

2. Hàm truyền BBD:

Các BBD của ĐTCS đều có hàm truyền gần đúng theo dạng:

$$H(s) = K_{BD} e^{\tau s} \approx \frac{K_{BD}}{1 + \tau s} \quad <4.8.1>$$

với $K_{BD} = V_o / U_{đk}$ và τ là thời gian trễ của BBD, được lấy bằng thời gian trung bình giữa 2 lần phát xung điều khiển, là $T/2m$ đối với bộ chỉnh lưu SCR, T là chu kỳ lưới, m: số xung. Trong một số tài liệu khác τ được lấy bằng T/m .

Ví dụ: Tìm hàm truyền của bộ chỉnh lưu ĐKP, sơ đồ cầu 3 pha, áp lưới 220 V (áp pha), sử dụng áp đồng bộ như hình 3.28.b, biên độ áp đồng bộ $U_{đb} = 10$ volt.

Giả sử dòng tải liên tục, trung bình áp ra $V_o = 2.34 V_{cos} \alpha$. Từ hình 3.28.b ta có hai tam giác đồng dạng: $\alpha = \pi \frac{U_{\tilde{n}k}}{U_{\tilde{n}b}}$ với áp đồng bộ có $\alpha_{min} = 0$ và $\alpha_{max} = \pi$

suy ra $V_o = 2.34 \cdot 220 \cos\left(\pi \frac{U_{đk}}{10}\right) = 514.8 \cos\left(\pi \frac{U_{đk}}{10}\right)$ và $K_{BD} = V_o / U_{đk}$ có dạng cosin, là một hàm phi tuyến.

Thời hằng $\tau = T/2m = 0.02 / (2 \cdot 6) = 0.00167$ giây.

Với dạng áp đồng bộ răng cưa tăng như hình, khi $U_{đk}$ tăng, α tăng làm áp ra giảm không phù hợp với điều khiển theo sai lệch. Trong thực tế, người ta thay thế $U_{đk}$ bằng $(U_{đb} - U_{đk})$ nhờ

vào mạch dời mức như trong ví dụ ở cuối chương.

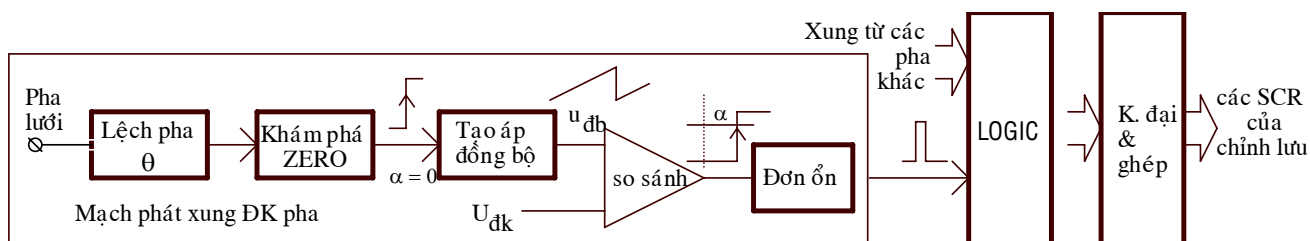
3. Mạch kích chỉnh lưu điều khiển pha theo nguyên lý so sánh:

Nguyên lý so sánh được sử dụng rộng rãi khi thiết kế bằng vi mạch tương tự (analog).

a. Sơ đồ khối:

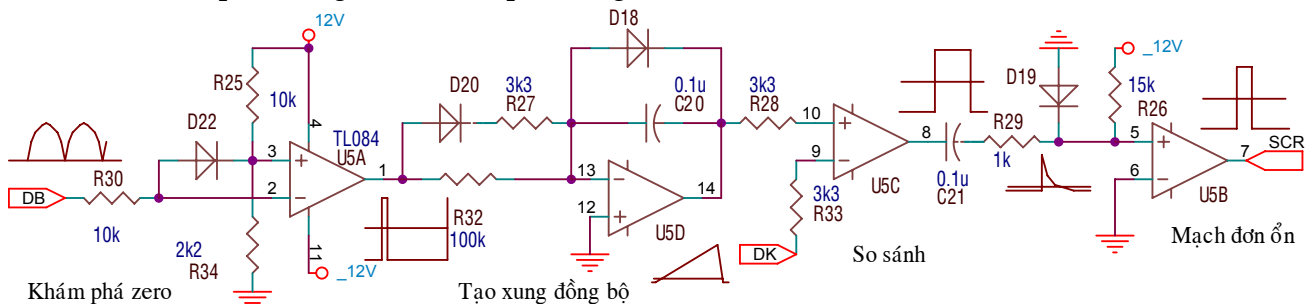
Hình 4.8.3 cho ta sơ đồ khối đầy đủ mạch kích chỉnh lưu điều khiển pha. Khối lệch pha θ hiệu chỉnh độ lệch pha của áp lưới sao cho mạch khám phá zero cho ra các xung ở góc pha $\alpha = 0$. Tín hiệu zero này sẽ đồng bộ các mạch phát xung theo nguyên lý làm trễ hay kích khởi mạch tạo áp đồng bộ. Như ta đã biết, mạch so sánh xác định thời điểm kích SCR khi U_{db} bằng U_{dk} . Mạch đơn ổn ở ngõ ra bộ so sánh xác định bề rộng xung kích SCR.

Các mạch vừa được kể thuộc vào khối phát xung kích SCR, khác nhau ở mỗi pha. Trong sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha, mỗi pha sẽ có ít nhất một khối phát xung kích SCR, các ngõ ra của chúng được đưa và khối logic để phối hợp, đảm bảo sơ đồ nhiều pha làm việc đúng. Khối khuếch đại và ghép nâng mức công suất xung và nối vào cực cổng SCR, có thể phải đảm bảo các điều kiện cách ly điện giữa các SCR với nhau, SCR và mạch điều khiển.



Hình 4.8.3

c. Mạch phát xung điều khiển pha dùng khuếch đại thuật toán (KĐTT):



Hình 4.8.4.(a)

Mạch khám phá zero U5A so sánh tín hiệu DB là sin lưới chỉnh lưu và ngưỡng một chiều, cho ra xung dương khi DB qua zero [dạng sóng (1) trên hình 4.8.4(b)].

U 5D là mạch tích phân để tạo áp đồng bộ U_{db} . Khi ngõ ra U5A cao, U 5D tích phân xuống với thời hằng gần bằng $R27 \cdot C20$ có trị số bé tạo cạnh xuống của áp đồng bộ. Khi ngõ ra U5A thấp, U 5D tích phân lên với thời hằng bằng $R32 \cdot C20$ có trị số lớn cho ta cạnh lên của răng cưa, là độ dốc làm việc. Diode D18 có anod nối ngõ vào - của KĐTT giữ cho giá trị U_{db} ở trong khoảng từ $-V\gamma$ đến U_{dbmax} .

U 5C là bộ so sánh dùng KĐTT, cho ra xung dương [dạng sóng (4)] khi $U_{db} > U_{dk}$. Cạnh lên của ngõ ra U5C là thời điểm kích SCR.

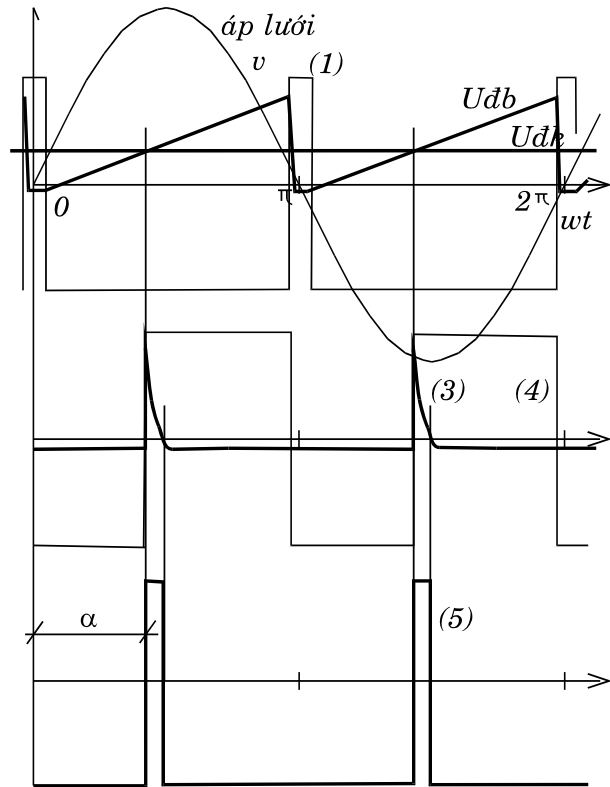
U5B là bộ so sánh của mạch đơn ổn không tự giữ, xác định bề rộng xung kích SCR, thường lấy bằng 1 mili giây cho các sơ đồ chỉnh lưu. Bề rộng này thay đổi theo thời hằng $C21 \cdot R26$ của mạch vi phân [dạng sóng (3)]. Diode D19 không cho ngõ vào U 5B có giá trị âm,

bảo vệ ngõ vào KĐTT và xả nhanh tụ C26, giữ không đổi bề rộng xung trong suốt khoảng thay đổi của α .

Sơ đồ hình 4.8.4.a cho ra xung kích SCR ở hai bán kỳ [dạng sóng (5)], có thông số chỉ phụ thuộc hai tụ điện (C20, C21) và hai điện trở (R32, R26); dùng áp một chiều để điều khiển góc α cho thấy khả năng chế tạo vi mạch điều khiển pha. Trong công nghiệp, những vi mạch điều khiển pha đều có sơ đồ khối tương tự, nhưng kỹ thuật mạch thay đổi để có thể dùng một nguồn, các trở tụ thường nối xuống điểm chung để giảm số chân sử dụng.

3. Áp đồng bộ dạng cosin và khối lệch pha:

Như đã trình bày trong phần nguyên lý, áp đồng bộ của mạch phát xung điều khiển pha cần có độ dốc không đổi dấu trong khoảng α bằng 0 đến α_{max} .



Hình 4.8.4.(b)

Như vậy có thể có các dạng răng cưa với (a) độ dốc dương, (b) độ dốc âm và (c) dạng cosin [trên hình 4.8.5].

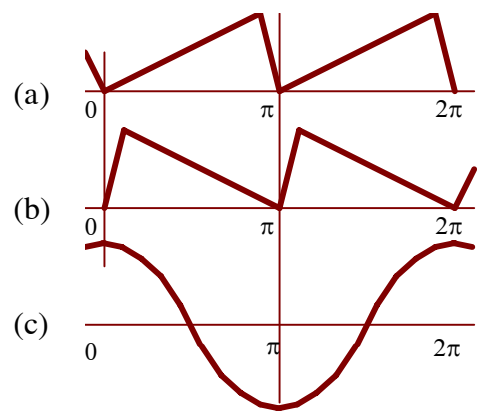
Dạng (a) rất dễ thực hiện nhưng có bất lợi là khi U_{dk} tăng, góc kích α tăng tương ứng áp ra V_o giảm. Dạng (b) có đặc tính ngược lại, rất khó thực hiện. Áp đồng bộ răng cưa cho ta góc điều khiển pha α thay đổi tuyến tính với áp điều khiển U_{dk} . Điều này làm cho quan hệ trung bình điện áp ngõ ra và U_{dk} không thể tuyến tính, vì quan hệ $V_o(\alpha)$ có các hàm sin, cos. Đây là một bất lợi cho hệ thống điều khiển tự động vì khó hiệu chỉnh hệ thống phi tuyến.

Đồng bộ cosin cho ta quan hệ $\alpha(U_{dk})$ có dạng Arccos, hàm này sẽ bị khử bỏ khi dòng qua chỉnh lưu là liên tục, khi đó, $V_o(\alpha)$ có dạng cos (<3.22>). Thực vậy, nếu gọi biên độ hình cosin là U_{dbmax} , khi $U_{dk} = U_{db}$ ta có:

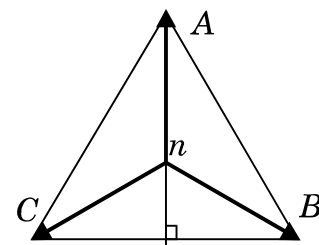
$$U_{dk} = U_{db} = U_{dbmax} \cdot \cos \alpha \text{ hay}$$

$$\alpha = \cos^{-1}(U_{dk}/U_{dbmax}) \text{ <4.8.2>}$$

và <3.22> viết lại $V_o = V_{do} \cos \alpha$, với $V_{do} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} V$



Hình 4.8.5



Hình 4.8.6

Các bất lợi có thể kể ra là: một dạng cos chỉ có thể kích cho một SCR thay vì một pha như đồng bộ răng cưa (hình 4.8.5), phạm vi thay đổi góc kích hẹp vì α không thể giảm về không và áp

đồng bộ thường có nguồn gốc lưới nên biên độ không cố định và dễ bị nhiễu ... Để tạo hàm cosin, người ta thường lấy áp lưới qua biến áp giảm và cho lệch pha. Có thể sử dụng mạch lệch pha dùng RC, LC và KĐTT, mạch xoay pha bằng biến áp và RC hay chọn pha thích hợp. Hình 4.8.6 cho ta các vector áp pha và dây của lưới điện ba pha. Các áp pha và dây của lưới ba pha có các độ lệch pha $30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$. Có thể chọn trong đó các thành phần thích hợp để có hàm cosin cho mạch điều khiển pha.

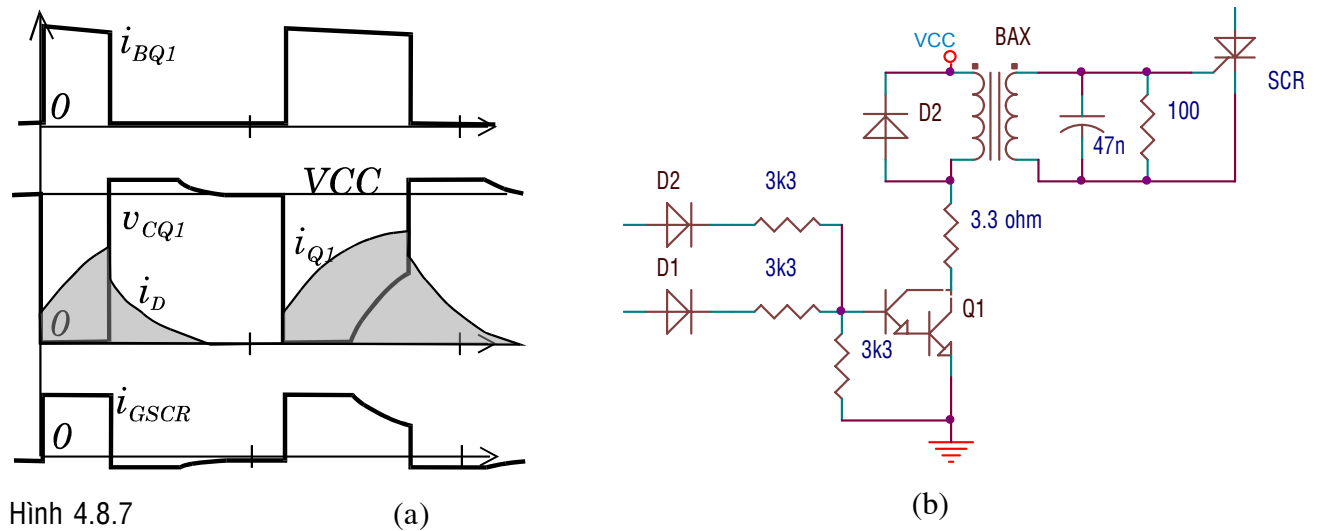
Ví dụ để kích SCR cho mạch 1 pha, ta cần lệch 90° . Từ hình 4.8.6, nhận xét pha A và áp dây BC lệch 90° . Một ví dụ khác, ở sơ đồ ba pha tia (hình 4.2.1 và 4.2.6) đối với SCR pha C là T3, $\alpha = 0$ khi áp dây CB bằng không. Hàm cosin kích SCR T3 là đảo của pha A (pha - A).

Các phương pháp làm lệch pha trình bày trên cũng ứng dụng vào khối lệch pha trong sơ đồ khối tổng quát của mạch kích SCR điều khiển pha (hình 4.8.4.a). Khối lệch pha cần thiết cho việc sử dụng mạch khám phá zero tìm ra điểm $\alpha = 0$ khi áp lưới không qua zero ở $\alpha = 0$ (hình 3.28).

Ví dụ ở sơ đồ ba pha tia (hình 4.2.1) để kích SCR pha A là T1, có thể làm chậm áp pha A góc 30° hay dùng áp dây AC đưa vào mạch khám phá zero.

4. Mạch khuếch đại xung và ghép với khối động lực:

Các mục trên đây chỉ trình bày cách tạo ra xung điều khiển pha SCR, các tín hiệu này cần được khuếch đại để có đủ năng lượng (dòng) kích các SCR. Mạch khuếch đại xung chủ yếu là khuếch đại dòng, vì áp đặt vào cực cổng SCR khá bé, khoảng vài volt trong khi dòng kích cổng có thể đến 5 ampe cho SCR có dòng anod vài trăm ampe. Khi ghép trực tiếp mạch kích vào cực cổng, mạch khuếch đại thường chỉ là các mạch theo phát (tải cực phát E). Có thể sử dụng thêm các tầng khuếch đại transistor ghép trực tiếp và tụ gia tốc (xem chương 4, phần mạch lái transistor).



Một bài toán hay gặp của thiết bị điện tử công suất là yêu cầu cách ly mạch điều khiển và mạch động lực. Việc cách ly mạch điều khiển có mức năng lượng bé và mạch động lực công suất lớn đảm bảo an toàn cho người vận hành và thiết bị, tăng cường khả năng chống nhiễu và trong trường hợp mạch điện tử công suất còn là sự bắt buộc khi các ngắt điện không có điểm chung (common hay mass) như các sơ đồ cầu.

Và như vậy cần phương tiện để ghép không điện xung điều khiển vào cực cổng của SCR hay các cực điều khiển transistor. Có hai môi trường thông dụng: từ - biến áp xung, và quang - các bộ ghép LED - quang điện tử với tên thương mại OPTRON.

Hình 4.8.7.(a) và (b) trình bày các dạng sóng và mạch khuếch đại xung và ghép với SCR cho bộ chỉnh lưu cầu ba pha. Các diod D1, D2, transistor Darlington Q1 thực hiện hàm OR và khuếch đại dòng. Biến áp xung BAX ở cực thu C của transistor qua điện trở hạn dòng 3.3 ohm. Nguồn VCC có thể là 24V và tỉ số giảm áp của BAX là 4 : 1 để giảm dòng qua transistor và nguồn cấp điện. Tụ điện 47 nF và điện trở 100 ohm nối càng gần SCR càng tốt để chống nhiễu khi dây nối mạch điều khiển và SCR dài. Các thông số trên có thể dùng cho SCR có định mức trung bình dòng đến 250 A.

Khi Q1 bảo hòa, áp nguồn VCC có thể xem như đặt vào sơ cấp biến áp. Điện áp này cảm ứng qua thứ cấp tạo nên dòng kích cho SCR. Dòng qua cuộn sơ cấp biến áp gồm dòng từ hóa và dòng phản ánh từ thứ cấp. Khi bề rộng xung đủ bé, lõi thép biến áp chưa bão hòa và ta có điện thế và dòng điện cảm ứng ở thứ cấp. Khi Q1 tắt, dòng từ hóa biến áp phóng qua diod D3 và giảm về không. Như vậy biến áp xung chịu từ hóa một cực tính và cần phải thiết kế sao cho không bão hòa. Khi xung đủ rộng, dòng kích từ tăng cao, lõi thép bị bão hòa và từ thông không thay đổi, áp cảm ứng giảm đến bằng không. Hiện tượng này cũng xảy ra khi ta có chuỗi xung và dòng từ hóa chưa về không thì đã có kế tiếp. Bề rộng xung kích SCR (xung hẹp) khoảng 1 mili giây

IV.9 ỨNG DỤNG CHỈNH LƯU ĐIỀU KHIỂN PHA:

Là thiết bị biến đổi năng lượng điện từ xoay chiều → một chiều, bộ chỉnh lưu được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp và các ngành kỹ thuật khác cần điện một chiều, vì nguồn điện là xoay chiều.

Trong công nghiệp, ta quan tâm đến hai nhóm ứng dụng: Truyền động điện động cơ một chiều và các bộ nguồn một chiều cho các quá trình công nghệ khác nhau.

Trong đa số trường hợp, dù thông số đặc trưng là điện áp nhưng đại lượng ảnh hưởng trực tiếp đến chất lượng phụ tải là dòng điện. Trong động cơ, dòng điện tạo ra momen chuyển động. Ở các quá trình điện hóa, dòng điện quyết định số lượng và chất lượng sản phẩm và sự phát nhiệt. Do đó, các bộ chỉnh lưu điều khiển pha được sử dụng rộng rãi, mạch lọc có thể không cần thiết hay chỉ là cuộn kháng có lõi thép để san phẳng dòng điện. Trong một số trường hợp đặc biệt, lọc LC mới được sử dụng.

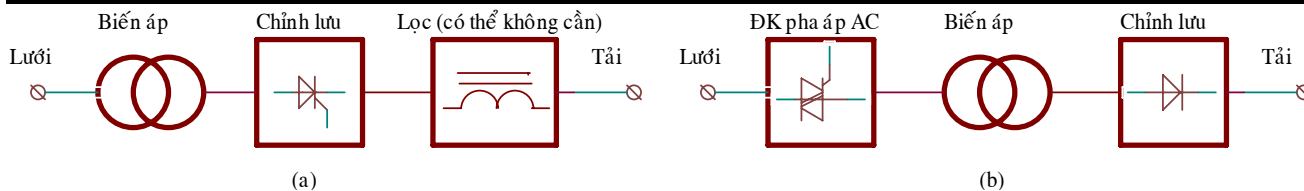
Tuy nhiên trong các bộ nguồn cấp điện cho mạch điện tử, chất lượng điện áp ngõ ra được yêu cầu rất cao. Người ta sử dụng hai dạng bộ biến đổi:

- Chỉnh lưu diod có lọc C hay LC và mạch ổn áp transistor (ổn áp tuyến tính) đã được khảo sát tương đối đầy đủ trong các tài liệu về mạch điện tử, không được đề cập đến trong giáo trình này. Khi công suất lớn và rất lớn, có thể sử dụng chỉnh lưu SCR và lọc LC để giữ ổn định áp ra thay cho ổn áp tuyến tính. Nhược điểm của phương án này là độ bằng phẳng của áp ra kém.

- Ngày nay ở tất cả các cỡ công suất, bộ nguồn xung được sử dụng tương đối phổ biến vì các ưu điểm về kinh tế và kỹ thuật của nó. Bộ biến đổi này sẽ được khảo sát trong các chương kế tiếp.

1. Các bộ nguồn một chiều điều khiển pha:

Như đã phân tích ở trên, các bộ nguồn một chiều công nghiệp có đại lượng tác động trực tiếp là dòng điện. Có thể kể các ứng dụng: nạp accu, điện phân, xi mạ, máy hàn điện một chiều... Sơ đồ khối các thiết bị chỉnh lưu có điều khiển như sau:



Hình 4.9.1: Bộ nguồn DC dùng chỉnh lưu điều khiển pha

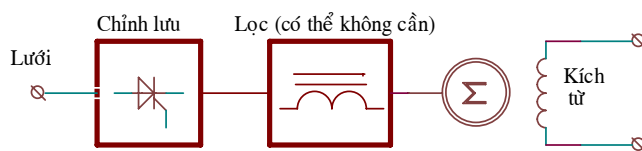
Trong đó:

- Lọc: Mạch lọc thường là cuộn kháng để lọc dòng điện, có thể không cần.
- Chỉnh lưu diod hay SCR biến đổi AC \rightarrow DC, là sơ đồ nhiều pha khi công suất lớn để giảm độ nhấp nhô (sóng hài) và phân đều tải trên các pha lưới, khai thác tốt nguồn điện.
- Biến áp: Giảm, tăng áp nguồn đến giá trị thích hợp; cách ly lưới và tải, đảm bảo an toàn cho người vận hành máy sản xuất.
- Điều chỉnh áp/dòng ra thực hiện qua điều khiển pha chỉnh lưu trong sơ đồ hình 3.34.(a) và bộ biến đổi áp xoay chiều ở (b). Bộ nguồn một chiều có sơ đồ hình (b) có ngõ ra hoàn toàn giống như sơ đồ hình (a) vì điện áp điều khiển pha ở sơ cấp sẽ được chỉnh lưu ở thứ cấp. Sơ đồ này sẽ có hiệu quả kinh tế lớn trong hai trường hợp:

+ *Áp ra bé và dòng rất lớn*: Trong các thiết bị có dòng ra đến vài ngàn ampe ở điện áp vài chục volt, việc thay thế chỉnh lưu SCR bằng diod giảm được giá thành vì SCR đắt tiền hơn diod, tăng hiệu suất thiết bị nhờ diod có sụt áp bé hơn SCR. Các lợi ích này rất lớn khi so sánh với việc thêm bộ điều khiển pha áp xoay chiều.

+ *Áp ra rất lớn và dòng bé*: Trong các bộ nguồn cho thiết bị tạo tĩnh điện tần số công nghiệp, người ta sử dụng áp rất lớn, từ vài chục đến hàng trăm kV với dòng điện khoảng dưới 10 A. Điều chỉnh áp phía sơ cấp biến áp và dùng chỉnh lưu diod ở thứ cấp, người ta tránh được việc phải điều khiển nhiều SCR mắc nối tiếp để có thể chịu điện áp cao, rất phức tạp và tốn kém.

Việc chọn sơ đồ cho bộ nguồn một chiều thông thường được quyết định bởi giá thành bộ chỉnh lưu và biến áp giảm áp, trong đó sơ đồ cầu 3 pha được dùng cho các mạch công suất lớn và sáu pha có kháng cân bằng sử dụng bộ chỉnh lưu hiệu quả nhất.

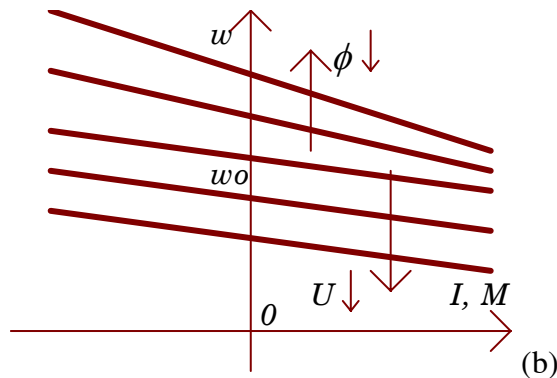


(a)

2. Điều khiển động cơ một chiều:

a. Sơ đồ khối và đặc tính cơ động cơ:

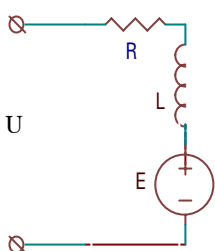
Hình 4.9.2.(a) cho ta sơ đồ khối của hệ thống truyền động điện một chiều dùng bộ chỉnh lưu điều khiển pha. Truyền động điện còn được gọi là dẫn động điện (electric drive) hay cung cấp sức kéo bằng điện bao gồm động cơ điện và thiết bị điều khiển nó (controller). Bộ chỉnh lưu điều khiển pha cho phép cung cấp và điều khiển dòng năng lượng cho động cơ một chiều từ lưới điện xoay chiều công nghiệp. Cuộn kích từ động cơ có thể cung cấp từ chỉnh lưu diod hay SCR.



Hình 4.9.2

Trong hình 4.9.2.(a), bộ chỉnh lưu bao gồm cả biến áp (nếu cần biến đổi áp lưới ra giá trị thích hợp), cuộn kháng lọc được sử dụng để san phẳng dòng, và nơi rộng khoảng làm việc với dòng liên tục, gần đây thường không dùng vì kích thước to, giá thành cao. Động cơ một chiều là loại kích từ độc lập hay hỗn hợp.

Các quan hệ điện từ của động cơ ở chế độ xác lập:



Hình 4.9.3

$$\begin{aligned}
 U &= E + R \cdot I + \varepsilon \\
 Ce &= k\phi \\
 M &= Ce \cdot I = k\phi \cdot I <3.38> \\
 E &= Ce \cdot \omega
 \end{aligned}$$

suy ra:

$$\omega = \frac{1}{Ce} (U - R \cdot I) <3.39>$$

(khi bỏ qua phản ứng phần ứng ε)

U: Điện áp phần ứng động cơ. E, I: sức điện động, dòng điện phần ứng của động cơ. R: điện trở tương đương của các sụt áp trên phần ứng. ε : Phản ứng phần ứng của động cơ, luôn được bỏ qua khi khảo sát truyền động điện. Ce: Hằng số điện từ của động cơ một chiều, tỉ lệ (hệ số k) vào từ thông ϕ của cuộn kích từ. M: momen động cơ, ở chế độ xác lập bằng momen cản trên trục. ω : tốc độ, tính bằng rad/giây.

<3.39> cho thấy khi điều chỉnh áp cung cấp, quan hệ tốc độ – dòng điện hay quan hệ tốc độ – momen (còn gọi là đặc tính cơ động cơ) là những đường thẳng song song như ở hình 4.9.2.(b). Người ta chỉ điều chỉnh áp dưới giá trị định mức – giảm áp và tốc độ lúc đó nhỏ hơn giá trị định mức, gọi là điều chỉnh dưới tốc độ cơ bản. Để có momen lớn, từ thông khi đó là định mức. Việc điều chỉnh trên tốc độ cơ bản được thực hiện bằng cách giảm từ thông với áp đặt vào động cơ bằng giá trị định mức. Có thể chứng minh là công suất cơ nhận được trên trục để động cơ không bị hư hỏng vẫn xấp xỉ công suất định mức khi đó. Việc điều chỉnh từ thông thực hiện bằng một bộ chỉnh lưu SCR thứ hai, sẽ cho phép giảm áp cung cấp cho cuộn kích từ khi áp đặt vào phần ứng

đạt giá trị định mức.

b. Các bài toán của hệ thống điều khiển động cơ:

Có các bài toán sau của hệ thống điều khiển động cơ:

- Điều khiển tốc độ: Là bài toán giữ tốc độ không đổi theo tải, là yêu cầu quen thuộc nhất.

- Điều khiển dòng điện và momen: Theo <3.38>, momen và dòng điện của động cơ tỉ lệ, điều khiển dòng và mômen hệ truyền động sử dụng một cơ cấu với hai mục đích:

* Bảo vệ động cơ và bộ biến đổi trong chế độ xác lập và quá độ.

* Theo yêu cầu của máy móc truyền động.

- Điều khiển vị trí và hệ tùy động.

- Điều khiển gia tốc và giảm tốc chuyển động:

(khởi động, hãm động cơ)

IV.10 TÓM TẮT CHƯƠNG:

Chương ba khảo sát các sơ đồ chỉnh lưu điều khiển pha. III.1 trình bày chỉnh lưu diod với mục đích làm quen, vì các công thức cho chỉnh lưu diod là trường hợp riêng của chỉnh lưu điều khiển pha, ở góc điều khiển pha $\alpha = 0^\circ$. Các khảo sát chỉnh lưu điều khiển pha trong chương này đã được đơn giản hóa, giới hạn ở các điều kiện lý tưởng: tải R và tải dòng liên tục và phẳng. Một số vấn đề của bộ chỉnh lưu thực tế hay liên qua đến thiết kế cũng được giới thiệu. Các sơ đồ điều khiển pha được giới thiệu khá chi tiết nhưng giới hạn ở một số sơ đồ thường gặp. Phần ứng dụng được trình bày ở dạng tương đối tổng quát, nhưng sơ đồ điều khiển dòng, áp được giới thiệu khá kỹ vì chiến lược điều khiển này đã được sử dụng hết sức rộng rãi trong điện tử công suất.

BÀI TẬP VÀ CÂU HỎI:

1. Tính trung bình áp ra V_o áp ra của bộ chỉnh lưu cầu 1 pha điều khiển pha, tải dòng liên tục khi góc điều khiển pha α bằng 0, 45, 90 độ. Biết áp nguồn là 120 volt. Tính áp ngược cực đại đặt vào SCR, không để ý đến sụt áp qua SCR.

Đáp số: α	0°	45°	90°	. Áp ngược cực đại trên SCR là 169.7 volt.
V_o	108V	76.4V	0V	

* Lưu ý : Khi để ý sụt áp trên SCR, lấy bằng 1.5V , kết quả sẽ là:

Đáp số: α	0°	45°	90°
V_o	105V	73.4V	0V

2. Làm lại bài 1 khi sử dụng cầu hỗn hợp SCR và diod, có diod phóng điện.

Đáp số: α	0°	45°	90°	. Áp ngược cực đại SCR và diod vẫn là 169.7 volt.
V_o	108V	92.2V	54V	

3. Tính chọn dòng điện cho SCR và diod của bài 2. khi dòng tải không đổi, bằng 25A trong suốt khoảng thay đổi của α từ 0 đến 180 độ. Tính với sơ đồ hình 3.23.a.

Hướng dẫn: Khi dòng tải phẳng - liên tục, 25A cũng chính là biên độ của dòng qua DCR, diod.

Từ hình 3.24VD, ta nhận xét được các kết quả sau:

- SCR và diod của cầu chỉnh lưu sẽ có góc dẫn lớn nhất, bằng 180° khi góc kích bằng 0° khi đó, dòng trung bình qua chúng là 12.5 A (hay dòng hiệu dụng là 17.7A).

- Diod phóng điện sẽ có góc dẫn lớn nhất tiến đến 360° khi góc kích bằng 180° tương ứng dòng trung bình là 25 A.

4: a. Vẽ mạch động lực bộ chỉnh lưu điều khiển pha, sơ đồ một pha điều khiển không hoàn toàn (hỗn hợp SCR + diod). Mô tả ngắn gọn hoạt động.

b. Vẽ và chú thích đầy đủ dạng xung kích SCR và dạng áp, dòng qua tải với góc kích $\alpha = 30^\circ$. Cho biết tải RL (tải dòng liên tục), nguồn hình sin: $e = V\sqrt{2} \sin \omega t$.

c. Với điều kiện câu b, tính trị trung bình áp, dòng ngõ ra. Cho biết trị số hiệu dụng áp nguồn là 220 volt, tần số nguồn 50 Hz, $R = 10 \text{ ohm}$ và $L = 0.01 \text{ henry}$.

Chú ý: Giá trị của L trong câu c. là không cần thiết cho việc xác định dạng áp ra hay trị trung bình dòng điện, chỉ cần thiết cho việc vẽ dạng dòng – nhưng trong đề không yêu cầu.

5. Cho chỉnh lưu tia 3 pha điều khiển pha [hình 3.7.(c)], áp nguồn 220/380V. Tải $(10 + j10)\Omega$. Sử dụng phụ lục 1 của chương II để tính trị trung bình áp, dòng ra ở α bằng 60° và 90° .

Hướng dẫn: Góc tải $\phi = \text{tg}^{-1} (10/10) = 45^\circ$. Góc kích quy về trường hợp sơ đồ 1 SCR $\theta = 30^\circ$

1. $\alpha = 60^\circ$:

Tra phụ lục 1, đồ thị hình PL1.2 cho ta $\gamma (\alpha + \theta = 60 + 30, \phi = 45) \cong 130^\circ > 2\pi/3$.suy ra dòng tải liên tục (hình 3.13), trị trung bình áp ra là:

<3.22> cho ta $V_o = 128.7 \text{ volt}$ Trị trung bình dòng $I_o = 12.87 \text{ A}$

2. $\alpha = 90^\circ$.

Kiểm tra tương tự, $\gamma (\alpha + \theta = 90 + 30, \phi = 45) \cong 90^\circ < 2\pi/3$: dòng điện gián đoạn, cần tích phân để

tính trị trung bình áp ra:

$$V_o = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha+\theta}^{\alpha+\theta+\gamma} V\sqrt{2} \sin \omega t . d\omega t = \frac{3}{2\pi} V\sqrt{2} [-\cos \omega t]_{\alpha+\theta}^{\alpha+\theta+\gamma}$$

$$= \frac{3 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{2\pi} [\cos(30 + 90) - \cos(30 + 90 + 90)] = 53.8 \text{ volt}$$

Trị trung bình dòng ra khi đó: $I_o = 5.38 \text{ A}$

6. Cho chỉnh lưu cầu 3 pha điều khiển pha, cấp điện từ nguồn 220/380V qua biến áp ba pha nối Y/Y. Tải động cơ (RLE), $R = 0.2 \Omega$, $L = 0.02 \text{ H}$. Giả sử dòng tải liên tục, tính:

a. Tính tỉ số biến áp k để trung bình áp ra là 240 V ở góc kích bé nhất tính toán $\alpha = 15^\circ$.

b. Với tỉ số biến áp của câu a, tính áp ra khi $\alpha = 45^\circ$ và $\alpha = 90^\circ$.

c. Trong điều kiện câu b, khi gắn thêm diod phóng điện Df, các trị trung bình này trở nên bao nhiêu.

d. Trong điều kiện câu b, giả sử các sóng hài dòng điện cao hơn bậc 1 bằng không, tính hiệu dụng sóng hài dòng khi $\alpha = 15^\circ$, $\alpha = 45^\circ$, $\alpha = 90^\circ$.

Trong các tính toán không để ý sụt áp do chuyển mạch, biến áp và qua các chỉnh lưu.

Hướng dẫn: a. Áp pha thứ cấp là 102.5 V suy ra $k = 0.47$. b. $V_o (45^\circ) = 169.7 \text{ V}$, $V_o (90^\circ) = 0 \text{ V}$. c. Vẽ dạng áp ra, Df sẽ dẫn điện khi $v_o \leq 0$, suy ra $V_o (45^\circ) = 169.7 \text{ V}$, nhưng

$$V_o (90^\circ) = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 380\sqrt{2} \sin \omega t \cdot d\omega t > 0 \text{ V}$$

d. Tính biên độ hài bậc 1 ($\omega = 300\text{Hz}$), suy ra dòng.

CÂU HỎI:

1. – Hãy trình bày các dạng dòng ra của chỉnh lưu điều khiển pha tải RL khi L thay đổi từ 0 (tải thuần trở) đến khi L bằng vô cùng (tải dòng liên tục và phẳng).

– Vẽ dạng áp ra của chỉnh lưu điều khiển pha, sơ đồ 1 pha tải RL ở góc kích α bằng 60° khi L thay đổi từ 0 đến khi L bằng vô cùng.

2. Chuyển mạch là gì? Tại sao gọi chỉnh lưu điều khiển pha là bộ biến đổi chuyển mạch lưới.

3. Phạm vi thay đổi của góc điều khiển pha bằng bao nhiêu.

Hướng dẫn: Tải RL, $\alpha \in [0, 180^\circ]$. Khi tải có sức phản điện, phạm vi điều khiển giảm xuống

4. Tác dụng của diod phóng điện đối với tải cảm kháng.
5. Vẽ dạng xung kích SCR, áp ra của sơ đồ chỉnh lưu điều khiển pha, sơ đồ 3 pha cầu 6 SCR ở $\alpha = 60^\circ$. Giải thích yêu cầu cần xung kép, có thể sử dụng dạng xung nào khác không.
6. Trình bày hai nguyên lý cơ bản để thực hiện sơ đồ kích SCR cho BBD điều khiển pha. Giải thích tại sao tần số nguồn điện có ảnh hưởng đặc tính của các mạch kích này.
7. Hãy cho biết ngắn gọn các ứng dụng của chỉnh lưu và chỉnh lưu điều khiển pha và đặc điểm của chúng.
8. Giải thích sơ đồ điều khiển mạch kín hình 3.39, tổng quát hóa hai yêu cầu điều khiển áp và dòng của bộ biến đổi.

CHƯƠNG 5 BỘ BIẾN ĐỔI ÁP MỘT CHIỀU

Bộ biến đổi áp một chiều (BBĐA1C) hay gọi đầy đủ là bộ biến đổi xung điện áp một chiều, sử dụng các ngắt điện bán dẫn ở sơ đồ thích hợp để biến đổi áp nguồn một chiều thành chuỗi các xung áp, nhờ đó sẽ thay đổi được trị trung bình áp ra V_o (hình 5.0.1).



Hình 5.0.1 Định nghĩa BBĐA1C

Vì thế BBĐA1C còn được gọi là bộ băm điện áp (hacheur hay chopper). Dạng áp ra BBĐA1C thay đổi theo chu kỳ T gồm thời gian có xung t_{on} và khoảng nghỉ $T - t_{on}$.

Có các nguyên lý điều khiển:

- Điều chế độ rộng xung (PWM – viết tắt Pulse – Width – Modulation) khi chu kỳ T không đổi, thay đổi thời gian đóng điện t_{on} . $\alpha = t_{on}/T$ gọi là độ rộng xung tương đối.

- Điều chế tần số khi t_{on} không đổi, chu kỳ T thay đổi.

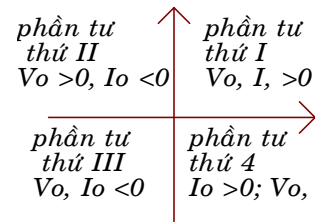
- Điều khiển hỗn hợp, khi cả T và t_{on} đều thay đổi.

Hai phương pháp sau ít thông dụng trong thời gian gần đây, nó gắn liền với những mạch điện cụ thể, thường là đơn giản. Chất lượng của chúng thường không cao với nhược điểm lớn nhất là tần số làm việc của hệ thống bị thay đổi.

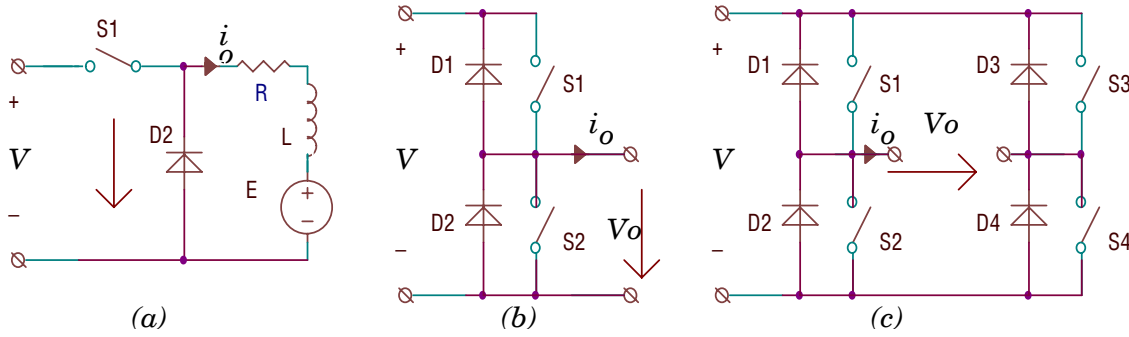
Trong một số tài liệu, các bộ biến đổi xung điện áp một chiều đóng ngắt nguồn điện cung cấp cho tải như đã định nghĩa trên được xếp vào nhóm FORWARD, phân biệt với các bộ biến đổi làm việc qua trung gian cuộn dây gọi là FLYBACK. Ngoài ra, còn có một số sơ đồ có độ tổng quát không cao, không được trình bày trong chương này.

V.1 KHẢO SÁT BỘ BIẾN ĐỔI ÁP MỘT CHIỀU LOẠI FORWARD:

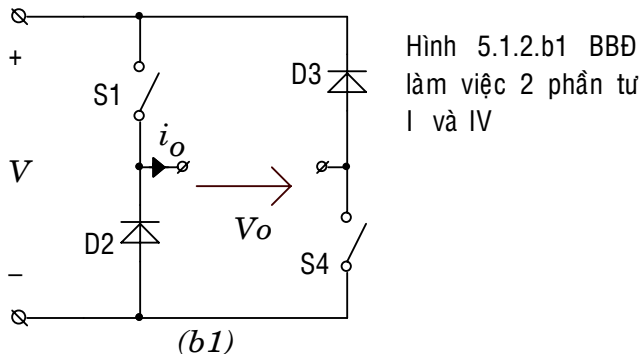
Bộ biến đổi áp một chiều loại FORWARD được phân loại theo số phần tử mặt phẳng tải mà nó có thể hoạt động. Mặt phẳng tải, tương tự như mặt phẳng đặc tính cơ trong truyền động điện, là tập hợp các điểm biểu diễn trị trung bình dòng, áp trên tải V_o, I_o ; gồm 4 phần tử như ở hình 5.1.1. Hình 5.1.2 cho ta các sơ đồ bộ biến đổi áp một chiều loại FORWARD.



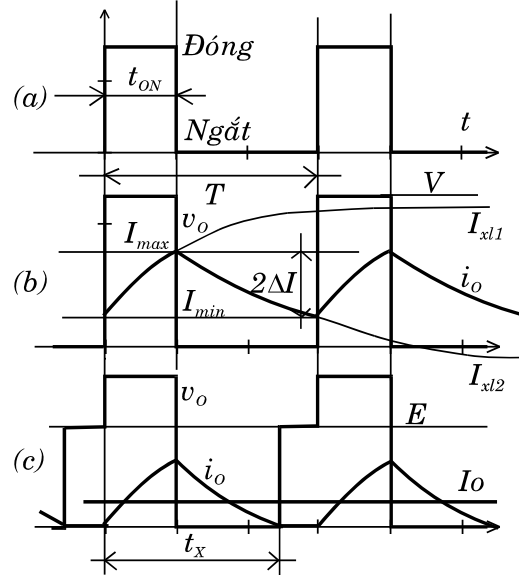
Hình 5.1.1: Các phần tử mặt phẳng tải



Hình 5.1.2: Sơ đồ các bộ biến đổi (a) một phần tử; (b) hai phần tử; (c) ba phần tử



Hình 5.1.2.b1 BBD làm việc 2 phần tử I và IV



Hình 5.1.3: Dạng sóng của BBD một ¼ tải RLE

1. Khảo sát bộ biến đổi làm việc một phần tử mặt phẳng tải:

Trên hình 5.1.2.(a) ngắt điện bán dẫn một chiều S1, như ta đã biết chỉ có thể dẫn điện một chiều từ đầu + của nguồn. Vì thế trị số tức thời áp, dòng ra v_o , i_o và trị số trung bình của chúng V_o , I_o chỉ có thể dương, và bộ biến đổi như vậy chỉ làm việc được ở phần tử thứ nhất của mặt phẳng tải.

Xét chu kỳ tựa xác lập – khi các dạng sóng sẽ lặp lại ở mỗi chu kỳ, trên hình 5.1.3. (a) trình bày tín hiệu điều khiển ngắt điện S1. Tín hiệu cao (hay 1) tương ứng ngắt điện đóng, thấp (hay 0) là ngắt.

Tại $t = 0$, S1 đóng. Phương trình vi phân mô tả hệ thống:

$$V = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + E, \text{ với điều kiện đầu } i_o(0) = I_{min} \tag{5.1.1}$$

Giải ra :
$$i_o(t) = I_{xl1} - (I_{xl1} - I_{min})e^{-t/\tau} \text{ với } I_{xl1} = \frac{V-E}{R}, \tau = \frac{L}{R} \tag{5.1.2}$$

τ : thời hằng điện từ, I_{xl1} : dòng qua mạch khi xác lập ($t \rightarrow \infty$).

$$i_o(t_{on}) = I_{max} = I_{xl1} - (I_{xl1} - I_{min})e^{-t_{on}/\tau} \tag{5.1.3}$$

Khi $t > t_{on}$, S1 ngắt dòng tải không thay đổi tức thời, khép mạch qua diod phóng điện D2. Phương trình vi phân mô tả hệ thống khi chọn lại gốc thời gian:

$$0 = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + E, \text{ với điều kiện đầu } i_o(0) = I_{max} \quad <5.1.4>$$

Giải ra : $i_o(t) = I_{x2} - (I_{x2} - I_{max})e^{-t/\tau}$ với $I_{x2} = \frac{-E}{R}$ <5.1.5>

Và $i_o(T - t_{on}) = I_{x2} - (I_{x2} - I_{max})e^{-(T-t_{on})/\tau} = I_{min}$ <5.1.6>

<5.1.3> và <5.1.6> cho phép tính ra I_{max} , I_{min} và dạng của i_o theo t như hình 5.1.3.(b).

$$I_{max} = \frac{V}{R} \frac{(1 - e^{-t_{on}/\tau})}{(1 - e^{-T/\tau})} - \frac{E}{R}, I_{min} = \frac{V}{R} \frac{(e^{t_{on}/\tau} - 1)}{(e^{T/\tau} - 1)} - \frac{E}{R}$$

và nhấp nhô dòng ra: $\Delta I = \frac{1}{2}(I_{max} - I_{min})$ <5.1.7>

Trị trung bình áp ra: $V_o = \frac{t_{on} \cdot V}{T} = \alpha V$, với $\alpha = \frac{t_{on}}{T}$ <5.1.8> , và dòng ra

$I_o = \frac{V_o - E}{R}$ khi sử dụng nguyên lý xếp chồng cho thành phần một chiều của áp ra v_o .

Tính gần đúng: Khi $T \ll \tau$, có thể tính gần đúng khi cho i_o thay đổi theo đường thẳng và lấy trung bình áp trên các phần tử ngoài tự cảm L trong <5.1.1> để tính đạo hàm dòng:

$$L \frac{di_o}{dt} = V - (E + RI_o) = V - V_o = V(1 - \alpha). \text{ Từ đó tính được:}$$

$$i_o = \frac{V(1-\alpha)}{L} t + I_{min} \Rightarrow i(t_{on}) = I_{max} = \frac{V(1-\alpha)}{L} t_{on} + I_{min}$$

vì i_o thay đổi theo đường thẳng,

trị trung bình dòng $I_o = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} = \frac{\alpha V - E}{R}$ <5.1.9>

và nhấp nhô dòng $\Delta I = \frac{I_{max} - I_{min}}{2} = \frac{VT}{2L} (1 - \alpha)\alpha$ <5.1.10>

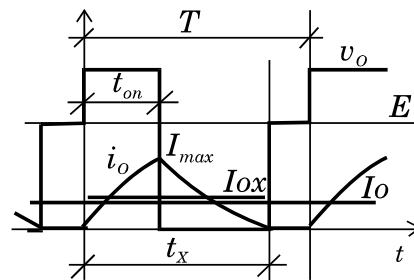
giá trị này cực đại khi $\alpha = \frac{1}{2}$, lúc đó $\Delta I = \frac{VT}{8L}$ <5.1.11>

Nhận xét: nhấp nhô dòng không phụ thuộc trị trung bình dòng tải I_o và điện trở tải R. Khi E hay R tăng, I_o giảm trong khi ΔI không đổi. Vì $I_{min} = I_o - \Delta I$, dòng điện sẽ gián đoạn

khi $I_o < \Delta I$ [hình 5.1.3.(c)]. Khi dòng gián đoạn, trong một chu kỳ có khoảng thời gian $i_o = 0$, $v_o = E$, trị trung bình áp ra V_o sẽ tăng, bằng : $V_o = \frac{1}{T}[Vt_{on} + (T - t_x)E]$ <5.1.12>

với t_x : khoảng thời gian có dòng

Có thể tính được t_x khi áp dụng các công thức từ <4.7> đến <4.10> cho chu kỳ giả định bằng t_x (hình 5.1.4) và điều kiện $I_{min} = 0$:



Hình 5.1.4: Dạng sóng với chu kỳ giả định t_x

$$I_{Ox} = \frac{\alpha_x V - E}{R} = \Delta I = \frac{V t_{on}}{2L} (1 - \alpha_x) \Rightarrow \alpha_x = \frac{t_{on}}{t_x} = \frac{VR t_{on} + 2LE}{VR t_{on} + 2LV} \text{ và}$$

$$t_x = t_{on} \frac{VR t_{on} + 2LV}{VR t_{on} + 2LE} \quad <5.1.13>.$$

Công thức này cũng cho ta điều kiện để bộ biến đổi có dòng gián đoạn: đó là chu kỳ $T \geq t_x$ với t_x tính theo <5.1.13>.

Ví dụ 4.1: a. Tính các thông số và vẽ dạng dòng áp trên tải của BBD áp làm việc 1/4 mp tải. $V = 100 \text{ V}$, $T = 100 \text{ microgiây}$, $t_{ON} = 30 \text{ microgiây}$, $R = 5 \text{ ohm}$, $L = 0.001 \text{ henry}$, $E = 20 \text{ V}$

Giả sử dòng liên tục: $\alpha = 30/100 = 0.3$, suy ra:

$$\Delta I = (100 * 30 * 10^{-6} * (1 - 0.3)) / (2 * 10 * 10^{-3}) = 0.105 \text{ A}$$

$$V_o = 100 * (30/100) = 30 \text{ volt}; I_o = (30 - 20) / 5 = 2 \text{ A}.$$

$$I_{max} = I_o + \Delta I = 2.105 \text{ A}.$$

$$I_{min} = I_o - \Delta I = 1.895 \text{ A} > 0, \text{ giả thuyết dòng liên tục là đúng.}$$

Kiểm tra lại: $\tau = 0.01 / 5 = 0.002 \text{ giây}$, từ <5.1.7>,

$$I_{min} = \frac{100}{5} \left(\frac{e^{30E-6/2E-3} - 1}{e^{100E-6/2E-3} - 1} \right) - \frac{20}{5} = 1.8953546 \text{ A}$$

$$I_{max} = \frac{100}{5} \left(\frac{1 - e^{-30E-6/2E-3}}{1 - e^{-100E-6/2E-3}} \right) - \frac{20}{5} = 2.1053454 \text{ A}, \text{ suy ra } \Delta I = 0.1049954 \text{ A}.$$

Như vậy sai số giữa hai cách tính là không đáng kể.

Kiểm tra các thời hằng: $T = 100 \text{ E-6} \ll \tau = 0.002 \text{ giây}$ phù hợp với giả thuyết.

b. Giả sử E thay đổi, tính giá trị E để dòng trở nên gián đoạn.

Biết rằng ΔI không thay đổi theo E, trường hợp giới hạn của dòng liên tục xảy ra khi $I_{min} = 0$ và $I_o = \Delta I = 0.105 \text{ A}$. <5.1.9> cho ta :

$$E = \alpha V - R.I_o = 30 - 5 * 0.105 = 29.475 \text{ volt}.$$

Kiểm tra lại, thế giá trị E này vào <5.1.13>, $t_x = 100 \text{ micro giây} = T$. Vậy khi $E > 29.475 \text{ volt}$ thì $t_x < 100 \text{ micro giây}$ và dòng bắt đầu gián đoạn.

Bài tập 4.1: Suy ra <5.1.10> từ <5.1.7> .

Đặt $T/\tau = \sigma$ và đã có $t_{ON}/T = \alpha$, thế vào <5.1.7> khi lưu ý $e^{t_{on}/\tau} = e^{\alpha \cdot \sigma}$; $e^{T/\tau} = e^{\sigma}$:

$$I_{max} = \frac{V}{R} \left(\frac{1 - e^{-\alpha \cdot \sigma}}{1 - e^{-\sigma}} \right) - \frac{E}{R}; I_{min} = \frac{V}{R} \left(\frac{e^{\alpha \cdot \sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1} \right) - \frac{E}{R} \quad <BT5.1.1>$$

Vì $T \ll \tau$ nên sử dụng gần đúng : $e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2!}$ cho các hàm mũ của

<BT5.1.1>:

$$I_{max} = \frac{V}{R} \left[\frac{1-1+\alpha\sigma - (\alpha^2\sigma^2/2)}{1-1+\sigma - (\sigma^2/2)} \right] - \frac{E}{R} = \frac{V}{R} \alpha \left[\frac{1-(\alpha\sigma/2)}{1-(\sigma/2)} \right] - \frac{E}{R} = \frac{V}{R} \alpha \cdot \left[1 + \frac{\sigma-\alpha\sigma}{2} \right] - \frac{E}{R}$$

tương tự : $I_{min} = \frac{V}{R} \alpha \left[1 - \frac{\sigma-\alpha\sigma}{2} \right] - \frac{E}{R}$,

suy ra $\Delta I = \frac{V}{R} \alpha \sigma \left[\frac{1-\alpha}{2} \right] = \frac{V \cdot T}{2 \cdot L} \alpha (1-\alpha)$ vì $\tau = L/R$

Bài tập 4.2: Biện luận chế độ dòng điện BBD làm việc 1/4 mặt phẳng tải theo sức phản điện E và α :

Khi t_{ON} giảm hay E tăng, dòng điện giảm. Với $t_{ON} = t_{GH}$, ứng với $\alpha_{gh} = t_{GH}/T$, ta có trường hợp giới hạn giữa dòng liên tục và gián đoạn khi $I_{min} = 0$. Khi $t_{ON} < t_{GH}$ hay E tăng, dòng gián đoạn và ngược lại.

Khi $I_{min} = 0$, <BT5.1.1> cho ta phương trình:

$$\frac{E_{gh}}{V} = q_{gh} = \frac{(e^{\alpha_{gh}\sigma} - 1)}{(e^\sigma - 1)} \approx \alpha_{gh} \left(1 - \frac{\sigma - \alpha_{gh}\sigma}{2} \right).$$

Hình 5.1.5 cho ta quan hệ $q_{gh}(\alpha_{gh})$ với σ là thông số,

biểu thức gần đúng áp dụng khi $\sigma = T/\tau \ll 1$.

Cùng α_{gh} , σ khi $q > q_{gh}$ dòng sẽ gián đoạn. Và ngược lại, cùng giá trị σ , q khi $\alpha < \alpha_{gh}$ dòng cũng sẽ gián đoạn.

Bài tập 4.3: Tìm bề rộng xung t_x của BBD làm việc 1/4 mặt phẳng tải, tải RL trong chế độ dòng điện gián đoạn: (hình 5.1.4)

<5.1.3> với $I_{bd} = 0$ cho ta $I_{max} = \frac{V-E}{R} (1 - e^{-t_{on}/\tau})$. Thế kết quả này vào

<5.1.6>, để ý phải thay T bằng t_x vì đây là dạng xung của dòng gián đoạn, kết quả nhận được:

$$t_x = \tau \cdot \ln \left\{ e^{\sigma \cdot \alpha} \cdot \left[1 + \frac{V-E}{E} (1 - e^{-\sigma \cdot \alpha}) \right] \right\}$$

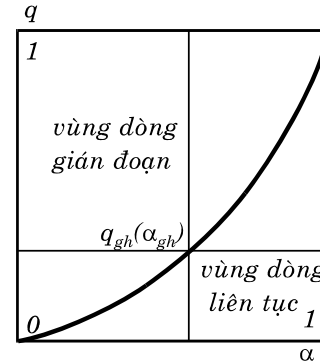
Thử lại: với $\tau = 0.01$ giây, $T = 100$ microgiây, $t_{ON} = 30$ microgiây, $E = 44$ V, $V = 100$ V, tính được $t_x = 68$ microgiây, cùng kết quả với <5.1.13>, để ý $\tau = L/R$.

2. Khảo sát bộ biến đổi làm việc hai phần tư mặt phẳng tải I và II:

Trong hình 5.1.2.(b), hai ngắt điện bán dẫn một chiều làm việc ngược pha nhau: khi S1 đóng, S2 ngắt và ngược lại. Ký hiệu:

$$S1 = \overline{S2}$$

Như vậy, các ngắt điện S1, S2 và diod D1, D2 cho phép dòng tải i_o chảy theo hai chiều, trong khi áp ra chỉ có thể dương: bộ biến đổi có thể làm việc ở



Hình 5.1.5: Biện luận dòng gián đoạn (tính toán chính xác)

phần tư thứ nhất và hai.

Việc đóng ngắt đảo pha hai ngắt điện mắc nối tiếp không dễ dàng trong thực tế khi ta để ý thời gian **turn on** của ngắt điện bán dẫn bao giờ cũng bé hơn thời gian **turn off**. Khi đó có thể xảy ra ngắn mạch nguồn tạm thời khi ngắt điện **turn off** chưa kịp OFF trong khi ngắt điện **turn on** đã ON (sự trùng dẫn). Để tránh hiện tượng này ta cần thêm vào một khe thời gian đủ lớn (phụ thuộc vào loại ngắt điện) cả hai ngắt điện đều khoá làm trung gian cho quá trình chuyển mạch.

Khảo sát bộ biến đổi như với sơ đồ làm việc một phần tư cho ra cùng kết quả, các công thức từ <5.1.1> đến <5.1.11> đều có thể áp dụng. Nhưng các dòng điện đều có thể lớn hay nhỏ hơn zero, suy ra không có chế độ dòng gián đoạn.

Các dạng dòng áp được vẽ trên hình 5.1.6 :

Dạng dòng i_o hình (a) tương ứng với trường hợp trị trung bình dòng ra $I_o \gg 0$. Diod D1

và ngắt điện S2 không có dòng, thực tế mạch hoạt động như bộ biến đổi một phần tư.

Dạng dòng (b) xảy ra khi sức phản điện tải E xấp xỉ trị trung bình áp ra V_o , trị trung bình tiến về 0 và cả 4 linh kiện công suất đều tham gia dẫn điện trong từng giai đoạn như trên hình.

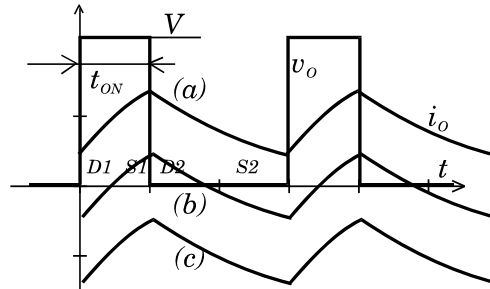
Dạng dòng (c) xảy ra khi trị trung bình dòng ra $I_o \ll 0$. Chỉ có D1 và S2 làm việc.

Vì $I_o = \frac{V_o - E}{R} < 0 \Rightarrow E > V_o$. Khi S2 đóng, dòng i_o qua R, L, S2 về E có biên độ tăng dần. Cuộn dây được nạp năng lượng. Khi S2 ngắt, dòng qua L không thay đổi tức thời phóng qua D1 về nguồn. Như vậy tải E dù có sức điện động bé hơn nguồn V nhưng vẫn có thể đưa năng lượng về nguồn nhờ bộ biến đổi áp một chiều khi có trị số trung bình áp ra V_o thích hợp ($V_o < E$).

Ví dụ 4.2: Khảo sát BBD áp một chiều hình 5.1.2 (b) với nguồn $V = 100$ volt, sức điện động tải $E = 40$ volt, $R = 5$ ohm, $L = 1$ mH, $T = 100$ micro giây. Vẽ dạng dòng ra trong các trường hợp độ rộng xung tương đối α lần lượt là 0.5; 0.3; 0.2.

a. $\alpha = 0.5$. $\Delta I = 100 * 0.0001 * 0.5(1 - 0.5) / (2 * 0.001) = 1.25$ ampe.

Trung bình áp ra $V_o = 0.5 * 100 = 50$ volt $\Rightarrow I_o = (50 - 40) / 5 = 2$ ampe.



Hình 5.1.6: Các trường hợp dòng điện của BBD làm việc nhiều hơn 1/4 mặt phẳng tải

Vậy $I_{min} = 2 - 1.25 = 0.75$ ampe; . $I_{max} = 2 + 1.25 = 3.25$ ampe, tương ứng với trường hợp dòng điện dạng (a) của hình 5.1.6.

b. $\alpha = 0.4 \quad \Delta I = 100 * 0.0001 * 0.4(1 - 0.4)/(2 * 0.001) = 1.2$ ampe.

Trung bình áp ra $V_o = 0.4 * 100 = 40$ volt $\Rightarrow I_o = (40 - 40)/5 = 0$ ampe.

Vậy $I_{min} = 0 - 1.2 = -1.2$ ampe; . $I_{max} = 0 + 1.2 = 1.2$ ampe, tương ứng với trường hợp dòng điện dạng (b) của hình 5.1.6.

b. $\alpha = 0.3 \quad \Delta I = 100 * 0.0001 * 0.3(1 - 0.3)/(2 * 0.001) = 1.05$ ampe.

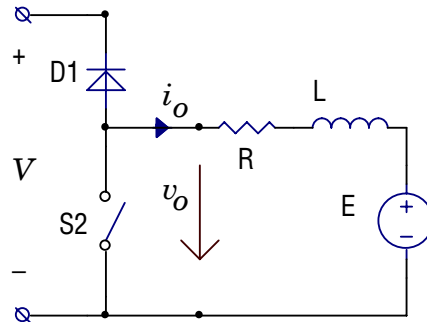
Trung bình áp ra $V_o = 0.3 * 100 = 30$ volt $\Rightarrow I_o = (30 - 40)/5 = -2$ ampe.

Vậy $I_{min} = -2 - 1.05 = -3.05$ ampe; . $I_{max} = -2 + 1.05 = -0.95$ ampe, tương ứng với trường hợp dòng điện dạng (c) của hình 5.1.6.

BBD tăng áp:

BBD áp một chiều làm việc 1 phần tư chỉ có thể cung cấp áp ngõ ra bé hơn áp nguồn nên còn có tên gọi là BBD giảm áp.

Xét BBD hai phần tư hình 5.1.2.b, khi làm việc ở phần tư thứ II, chỉ có S2 và D1 làm việc (vẽ lại trên hình 5.1.7). Năng lượng của sdd tải E được trả về nguồn ($i_o < 0$) nhưng ta vẫn có trung bình áp ra V_o bé hơn áp nguồn V. Sơ đồ hình 5.1.7 được gọi là BBD tăng áp, khi áp của phía cung cấp (áp tải) V_o bé hơn áp nguồn V (phía nhận).



Hình 5.1.7: BBD tăng áp

Ở BBD tăng áp, ta định nghĩa t_{ON} là thời gian dẫn điện của S2, công thức tính trị trung bình V_o sẽ thay đổi, tương ứng với việc thay thế α bằng $(1 - \alpha)$ trong <5.1.8>

Ta có $V_o = V.(1 - \alpha)$ <5.1.8*>

dòng qua tải $I_o = (V_o - E)/R < 0$ tương ứng $V_o < E$.

Cần lưu ý <5.1.8*> chỉ đúng khi dòng tải i_o liên tục, nhờ vào khả năng tích trữ năng lượng ở dạng dòng điện của tự cảm L. Không có sức điện động cảm ứng của L, dòng không thể chạy từ tải E có điện áp bé về nguồn V lớn được.

BBD tăng áp là một sơ đồ trong nhóm BBD áp một chiều dạng FLYBACK, có khả năng tăng-giảm áp với tự cảm L được xem như là một thành phần của BBD.

3. Khảo sát bộ biến đổi làm việc bốn phần tư mặt phẳng tải:

Hình 5.1.2.(c) cho ta sơ đồ cầu của bộ biến đổi làm việc bốn phần tư mặt phẳng tải. Ta cũng có thể sử dụng sơ đồ với hai nguồn như hình 5.1.8. Trong sơ đồ

cầu, các ngắt điện S1, S4 cung cấp điện áp dương và các ngắt điện S2, S3 cung cấp điện áp âm cho tải. Các diod song song ngược với ngắt điện đảm bảo dòng điện lưu thông hai chiều. Có thể lý luận tương tự để chứng minh khả năng làm việc ở bốn phần tư mặt phẳng tải của sơ đồ sử dụng hai nguồn: S1 cung cấp điện áp dương cho tải và điện áp âm bằng S2.

Các sơ đồ làm việc 4 phần tư mặt phẳng tải dùng để cung cấp cho tải:

- áp đảo chiều (làm việc ở phần tư I hay III)
- dòng và áp đảo chiều (làm việc I, II hay III, IV)
- dòng và áp có dấu bất kỳ phụ thuộc yêu cầu.

tương ứng với nhiều cách điều khiển các ngắt điện bộ biến đổi. Có hai cách chính:

- Điều khiển chung hay hoàn toàn: $S1 = S4 = \overline{S2} = \overline{S3}$. Khi đó dạng áp ra luôn có hai cực tính: v_o dương khi S1 đóng và âm khi S1 ngắt – dạng sóng hình 5.1.9.(a), nhưng áp ra là dạng xung có biên độ thay đổi trong khoảng $-V$ đến $+V$, làm cho nhấp nhô dòng điện tăng gấp đôi so với dạng xung một cực tính $0..V$:

$$\Delta I = \frac{I_{max} - I_{min}}{2} = \frac{VT}{L} (1 - \alpha) \alpha \quad <5.1.14>$$

với $\alpha = t_{ON}/T$; t_{ON} là thời gian ON của S1, S4.

Phương án điều khiển chung cho phép thay đổi liên tục áp ra từ âm sang dương khi thay đổi độ rộng xung tương đối t_{ON}/T :

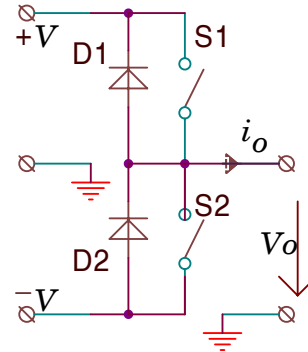
$$V_o = \frac{1}{T} [V \cdot t_{on} - V(T - t_{on})] = V(2\alpha - 1) \quad <5.1.15>$$

Dòng tải có thể dương hay âm phụ thuộc vào tương quan giữa trung bình áp ra V_o và sđđ tải E (theo nguyên lý xếp chồng).

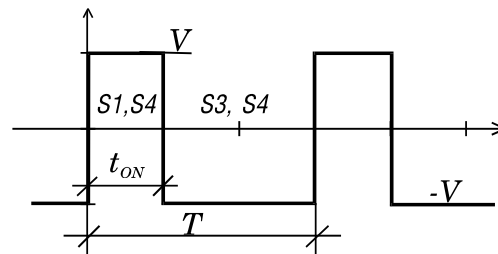
$$I_o = \frac{V_o - E}{R}$$

- Điều khiển riêng hay không hoàn toàn: Mỗi lúc chỉ đóng ngắt một trong hai nhóm S1, S4 cung cấp áp dương và S2, S3 cung cấp áp âm cho tải - dạng sóng áp ra tải thuần trở được vẽ trên hình 5.1.9.(b).

Phương án điều khiển riêng cung cấp xung một cực tính cho áp ra. Công thức tính toán như trường hợp BBD một phần tư. Có thể thấy dễ dàng rằng BBD cung cấp áp đảo chiều, làm việc ở phần tư I hay III phụ thuộc vào cặp ngắt điện làm việc và như vậy cách



Hình 5.1.8: BBD làm việc bốn phần tư mặt phẳng tải, sơ đồ hai nguồn



Hình 5.1.9.(a) dạng sóng áp ra

tính toán sẽ giống như ở khảo sát BBD một phần tư.

Ưu điểm của cách điều khiển này là nhấp nhô dòng, áp ra bé hơn, sơ đồ điều khiển đơn giản.

Ngoài việc dòng tải không thể đảo chiều, sơ đồ điều khiển cần có tín hiệu chọn dấu cho điện áp ra (tương ứng với chọn nhóm ngắt điện làm việc). Điều này sẽ làm hệ thống không làm việc được hay tác động chậm quanh điểm áp ra bằng không.

Trong thực tế có nhiều sơ đồ điều khiển khác nhau nằm giữa hai nguyên lý điều khiển trên, dấu hiệu để phân nhóm là điều khiển riêng luôn yêu cầu

tín hiệu chọn cực tính áp ra trong khi điều khiển chung luôn luôn có thể thay đổi áp ra liên tục quanh giá trị 0 volt.

4. Khảo sát sơ đồ hình 5.1.2.b1 tải RLE: Bộ biến đổi làm việc hai phần tư I và IV.

Các ngắt điện S1 và S4 cùng đóng và cùng khóa với độ rộng xung tương đối $\alpha = t_{on}/T$.

Khi để ý ngắt điện bán dẫn chỉ dẫn điện một chiều, dòng qua tải chỉ có thể là chiều + quy ước: $i_o \geq 0$.

S1, S4 dẫn điện: $v_o = V > 0$

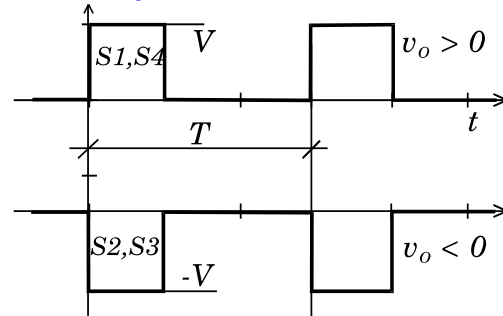
S1, S4 khóa: Năng lượng tích trữ trong L cho phép tải phóng điện về nguồn qua các diod D2 và D3: áp ra $v_o = -V < 0$.

Như vậy bộ biến đổi có dạng áp ra $\pm V$, tùy thuộc vào tương quan thời gian giữa xung áp dương và âm mà áp ra có thể dương hay âm (hình 5.1.10).

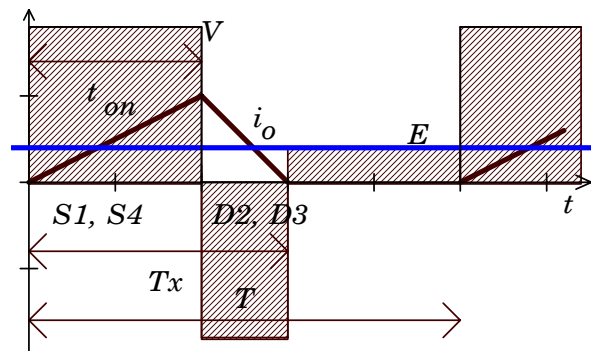
Tính toán mạch khi dòng tải liên tục:

Khi có tải thích ứng, dòng tải liên tục: i_o tăng trong khoảng t_{on} và giảm (chưa bằng 0) trong thời gian còn lại của chu kỳ. Vậy ta có dạng áp, dòng của BBD 4 phần tư và trung bình áp ra được tính theo <5.1.15> và nhấp nhô dòng tính bằng <5.1.14>. Trị trung bình dòng vẫn là $I_o = (V_o - E)/R$. Luôn nhớ là dòng ra i_o

ĐK chung



Hình 5.1.9.(b) dạng sóng áp ra ĐK riêng



hình 5.1.10: áp, dòng BBD hình 5.1.2.b1 khi dòng gián đoạn

chỉ có thể dương, khi I_o giảm, dòng có xu hướng tiến đến gần đoạn.

Khi dòng gián đoạn, các tính toán trở nên phức tạp hơn.

Bài tập: Tìm điều kiện để có áp ra $V_o < 0$, điều kiện để có dòng liên tục.

5. Khảo sát sóng hài áp dòng trên tải RLE:

a. Sóng hài điện áp:

Có thể phân làm hai trường hợp: dòng liên tục và gián đoạn. Khi dòng liên tục, dạng áp ra chỉ phụ thuộc độ rộng xung tương đối α . Khi dòng gián đoạn, dạng áp ra còn phụ thuộc sức phản điện E . Tuy nhiên chỉ cần khảo sát trường hợp dòng điện gián đoạn, trường hợp dòng liên tục tương ứng với $t_x = T$. Khai triển Fourier cho dạng áp ra v_o hình 5.1.3.c :

$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t) = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} [V_n \sin(n\omega t + \theta_n)] \quad \text{với}$$

$$V_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \theta_n = \text{tg}^{-1}(A_n / B_n) \quad \text{và} \quad \omega = 2\pi / T$$

V_o được tính bằng <5.1.12>; A_n, B_n có thể tích phân theo dạng sóng v_o hình 5.1.3.c, khi để ý chu kỳ T tương ứng với 2π :

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{t_{on} \cdot 2\pi / T} V \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t + \int_{t_x \cdot 2\pi / T}^{2\pi} E \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \right)$$

$$A_n = \frac{V}{n\pi} (1 - \cos n\omega t_{on}) - \frac{E}{n\pi} (1 - \cos n\omega t_x); \quad B_n = \frac{V}{n\pi} (\sin n\omega t_{on}) - \frac{E}{n\pi} (\sin n\omega t_x)$$

<5.1.16a>

Biên độ và độ lệch pha của sóng hài bậc n ở trường hợp dòng liên tục $t_x = T$ là:

$$V_n = \frac{\sqrt{2}V}{n\pi} \sqrt{1 - \cos n\omega t_{on}}; \quad \theta_n = \text{tg}^{-1}[\sin n\omega t_{on} / (1 - \cos n\omega t_{on})] \quad \text{<5.1.16b>}$$

b. Sóng hài dòng điện tải RLE:

Sóng hài dòng điện tải RLE được tính khi áp dụng nguyên lý xếp chồng, như đã khảo sát trong chương chỉnh lưu ĐK pha (mục IV.3.6).

6. Sự làm việc song song các bộ biến đổi:

Tương tự như ở bộ nguồn chỉnh lưu, sử dụng song song các bộ biến đổi có 2 tác dụng:

- Tăng công suất ngõ ra thay vì nối song song các ngắt điện để tăng công suất BBD.

Khi công suất tải lớn vượt quá khả năng của các ngắt điện có sẵn, việc song

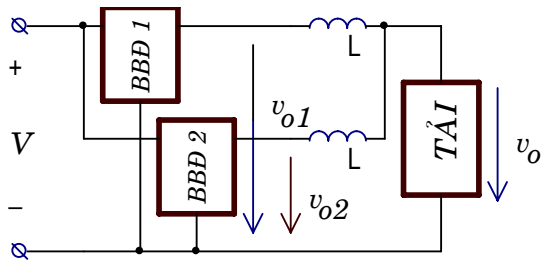
song nhiều ngắt điện để đáp ứng công suất thiết kế tuy đơn giản nhưng có nhiều hạn chế: mạch phức tạp, sản xuất đơn chiếc, hệ số an toàn khi tính chọn ngắt điện tăng.. Việc song song nhiều bộ biến đổi cung cấp cho một tải tuy phức tạp về nguyên lý nhưng sẽ có nhiều ưu điểm về kỹ thuật như: module hoá thiết kế, sử dụng tối ưu linh kiện, cho phép ứng dụng nhiều thuật toán điều khiển để tăng chất lượng ngõ ra cũng như khả năng sử dụng nguồn..

Hình 5.1.11a cho ta sơ đồ hai BBD cung cấp cho một tải, hai BBD thường có thông số hoạt động giống nhau: cùng V_o , khả năng tải dòng.. nhưng làm việc lệch pha $\frac{1}{2}$ chu kỳ. Chúng được nối chung ngõ vào và chung ngõ ra qua các cuộn kháng có nhiệm vụ rơi phần áp chênh lệch xoay chiều. Mỗi BBD sẽ dẫn $\frac{1}{2}$ dòng tải.

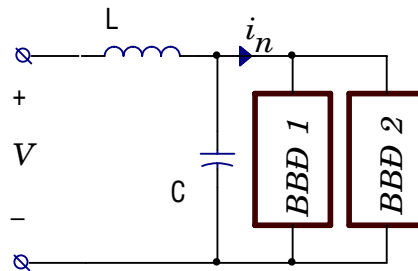
Áp trung bình trên tải: $v_{o1} = v_{o2} (wt - \pi) \Rightarrow V_{o1} = V_{o2} = V_o$

Áp trên cuộn kháng L: $v_L = (v_{o1} - v_{o2})/2$ chỉ có các hài bội lẻ 1, 3, 5...

Có thể chứng minh dễ dàng là áp trên tải chỉ có hài bội chẵn, nghĩa là sẽ nhấp nhô ở tần số góc $2w$.



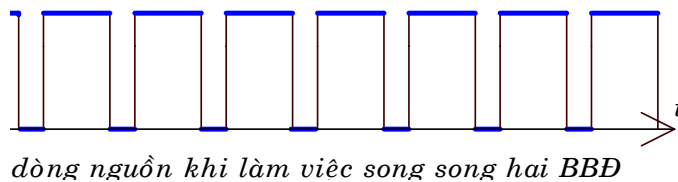
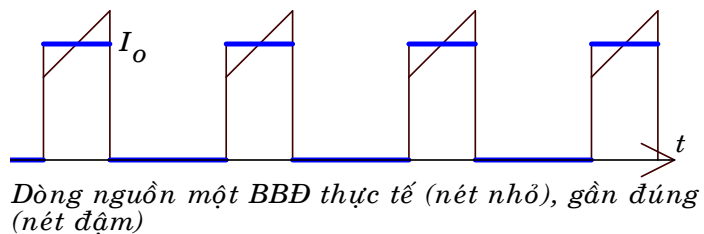
Hình 5.1.11a: Hai BBD cung cấp cho một tải



Hình 5.1.11b: Cải thiện dòng nguồn bằng bộ lọc ngõ vào và điều khiển lệch pha các BBD

- Cải thiện chất lượng dòng, áp ngõ ra và dòng nguồn cung cấp khi điều khiển lệch pha các BBD.

Ta biết tần số làm việc của BBD càng cao thì các ảnh hưởng của sóng hài bậc cao lên tải một chiều càng bé, nhưng tần số hoạt động của BBD bị giới hạn bởi khả năng của ngắt điện. Như đã chứng minh ở phần trên, khi điều khiển lệch pha $\frac{1}{2}$ chu kỳ hai BBD giống nhau nối song song, nhấp nhô dòng, áp có tần số gấp đôi tần số làm việc của BBD và như vậy chất lượng dòng, áp ngõ



Hình 5.1.12: Dạng dòng nguồn i_n của một và hai BBD giống hệt nhau làm việc song song

ra đã được cải thiện. lệch pha 180° .

Khả năng sử dụng nguồn
một chiều cũng được cải thiện
khi các

BBD là tải của chúng làm việc lệch pha. Khi đó giá trị hiệu dụng của dòng nguồn sẽ tiến gần đến giá trị trung bình của chúng hơn. Hình 5.1.12 vẽ dạng dòng cung cấp cho 1 BBD và 2 BBD làm việc lệch pha $\frac{1}{2}$ chu kỳ. Dòng nguồn là những xung hình thang có bề rộng bằng khoảng dẫn của ngắt điện S nhưng ta có thể giả sử xung dòng có dạng chữ nhật có biên độ là trị trung bình dòng tải để tính toán dễ hơn khi tự cảm tải L đủ lớn.

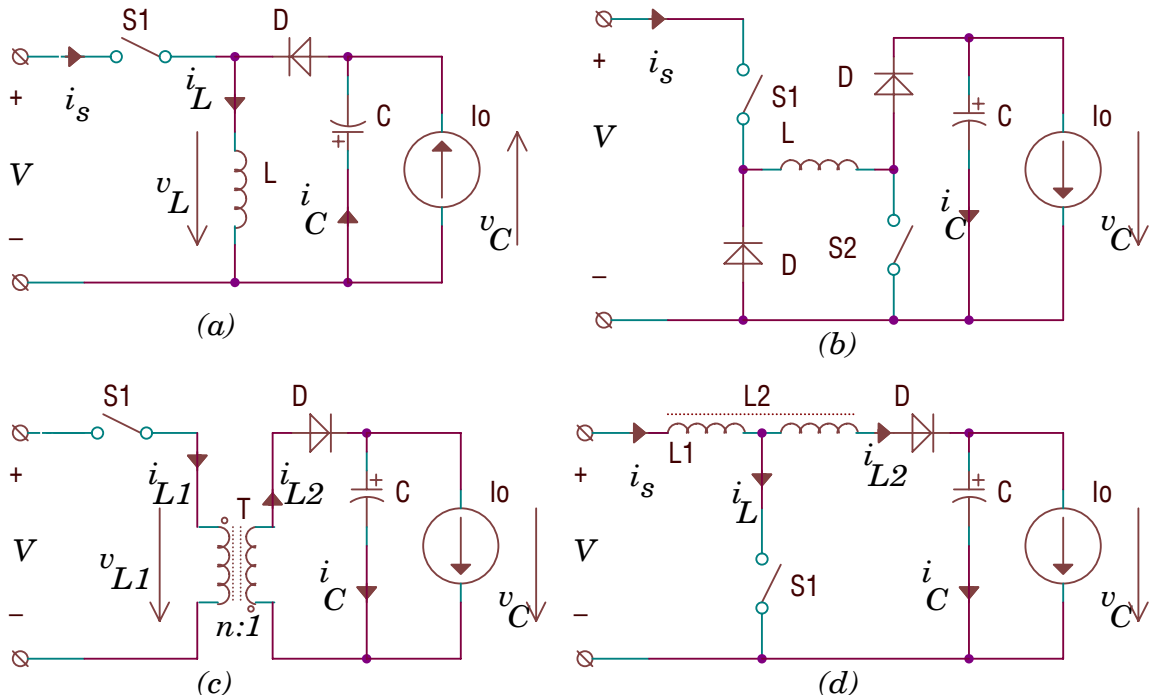
Sóng hài bậc cao làm cho ta không tận dụng công suất nguồn điện, có thể giảm bớt bằng mắc lọc LC ở ngõ vào như hình 5.1.11b.

V.2 BỘ BIẾN ĐỔI ÁP MỘT CHIỀU LOẠI FLYBACK:

Các bộ biến đổi áp một chiều khi làm nguồn cho các thiết bị điện tử cần có thêm bộ lọc LC (hay RC khi công suất bé) để áp ra phẳng. Trong các bộ nguồn xung hiện đại ta hay gặp bộ biến đổi loại flyback, nó cho ra chuỗi xung dòng, qua trung gian cuộn dây để nạp tụ ngõ ra thay vì các xung áp như ở BBD dạng FORWARD. Bộ biến đổi áp một chiều xếp vào loại flyback khi chu kỳ hoạt động gồm hai pha:

Pha 1: Ngắt điện đóng (ON). Cuộn dây được nạp năng lượng từ nguồn, tải sử dụng năng lượng tích trữ trong tụ điện song song (tụ lọc ngõ ra).

Pha 2: Ngắt điện ngắt (OFF). Cuộn dây chuyển (phóng) năng lượng qua tải và nạp năng lượng vào tụ điện.



Hình 5.2.1: Các sơ đồ BBD dạng Flyback:

Như vậy, nguyên tắc hoạt động bộ biến đổi loại FLYBACK đối nghịch với các bộ biến đổi xung điện áp dạng FORWARD, khi tải được nối nguồn khi ngắt điện đóng (ON) và sử dụng năng lượng tích trữ khi ngắt điện khóa.

Có 4 sơ đồ được trình bày trên hình 4.8:

(a) Bộ biến đổi đảo cực tính: được dùng cho khảo sát cơ bản vì có số phần tử là ít nhất.

(b) Sơ đồ tăng giảm áp.

(c) Sơ đồ tăng giảm áp có biến áp.

(d) Sơ đồ tăng áp.

Sơ đồ (a) có số phần tử ít nhất, (b) có cùng hoạt động với (a) nhưng không đảo cực tính, (c) tương tự nhưng sử dụng biến áp và (d) tăng áp.

BBD tăng áp đã được khảo sát ở mục V.1.2 là trường hợp riêng của sơ đồ hình (d), khi biến áp tự ngẫu chỉ còn lại cuộn dây sơ cấp.

V.3 MẠCH TẮT SCR:

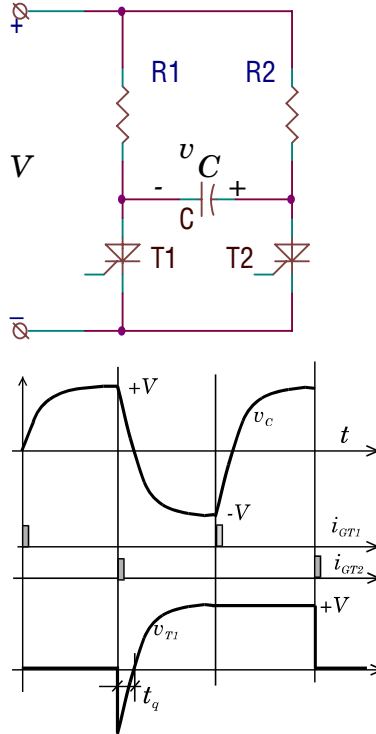
Ngoài họ transistor hay GTO có thể đóng ngắt theo mạch lái các ngắt điện đã tìm hiểu ở chương 1, ta có thể sử dụng SCR làm ngắt điện bán dẫn làm việc với điện một chiều khi sử dụng thêm mạch phụ, gọi là mạch tắt SCR. Cũng giống như ở chỉnh lưu, quá trình tắt SCR còn được gọi là quá trình đảo lưu hay chuyển mạch.

Nguyên lý tổng quát của mạch tắt SCR là tạo ra một đường dẫn điện tạm thời thay thế SCR, làm cho dòng qua nó về không trong thời gian đảm bảo tắt $t_q > t_{off}$.

1. Ví dụ mạch tắt SCR: Mạch hai trạng thái bền dùng SCR (hình 5.3.1).

Tại $t = 0$, kích T1. T1 dẫn điện và C được nạp qua T1 và R2 đến áp nguồn V với cực tính như hình vẽ. T2 có điện áp phân cực là v_C , bằng áp nguồn V khi dòng nạp tụ tiến về 0.

Khi kích T2, T2 dẫn điện và tụ điện C đặt áp âm vào T1. T1 không thể dẫn điện và phục hồi trạng thái



Hình 5.3.1: Mạch hai trạng thái bền dùng SCR

khóa. Tụ điện C được nạp qua R1 đến giá trị áp nguồn V với dấu ngược lại, chuẩn bị làm tắt T2 khi T1 được kích. Thời gian T1 bị đặt áp âm được gọi là t_q - thời gian đảm bảo tắt SCR, cần phải lớn hơn t_{off} là thời gian cần thiết cho SCR phục hồi khả năng khóa.

Như vậy để tắt SCR, người ta có thể dùng tụ điện với điện tích có dấu thích hợp, tạo đường dẫn điện tạm thời làm cho dòng qua SCR về không trong thời gian t_q đủ để SCR phục hồi khả năng khóa.

2. Sơ đồ đảo lưu (chuyển mạch) cứng các SCR.

Việc tắt SCR bằng cách dùng tụ điện đặt áp âm vào AK như ví dụ trên được gọi là chuyển mạch cứng các SCR.

Để khảo sát ta xem sơ đồ tổng quát hình 5.3.2 với giả thiết dòng tải I_o không đổi trong thời gian chuyển mạch, V là áp trên tụ trước thời điểm chuyển mạch. Khi khóa K đóng, $v_T = v_C(0) = -V$ làm T tắt, dòng tải I_o chuyển qua mạch C. pt cho v_C khi chuyển mạch:

$$I_o = C \frac{dv_c}{dt}; v_c(0) = -V$$

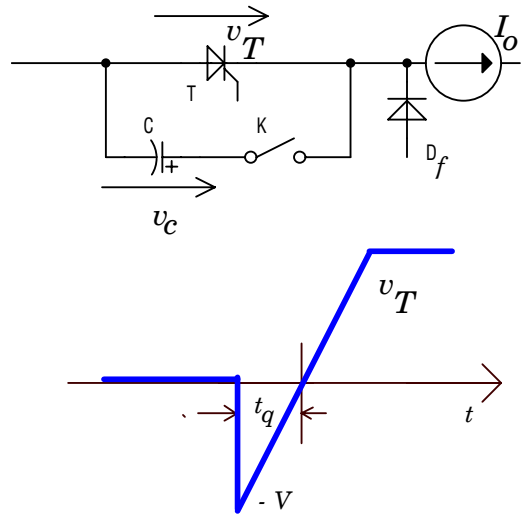
$$\Rightarrow v_T = v_c(t) = \frac{I_o}{C} t - V$$

khi $t = t_q$ là thời gian đảm bảo tắt T1, áp trên tụ bằng 0 :

$$v_c(t_q) = 0 \Rightarrow C.V = I_o.t_q$$

Khi C nạp đến giá trị nguồn, dòng qua nó về 0, T2 tự tắt, dòng tải khép mạch qua D_f . Tụ điện C đã có năng lượng cho chu kỳ làm việc mới. Như vậy, điện lượng $C.V$ tích trữ trong C phải duy trì được dòng tải trong thời gian đảm bảo chuyển mạch t_q hay

$$t_q = V.C / I_o <5.3.1>$$

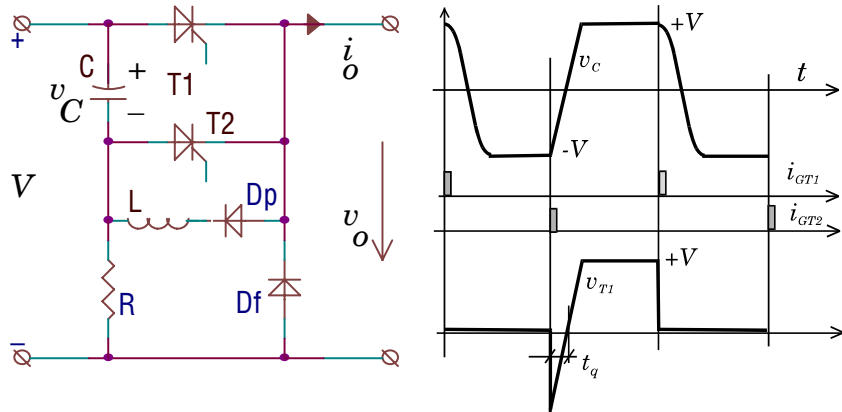


3. Bộ biến đổi làm việc một phần tư dùng SCR (hình 5.3.3.a):

Trong mạch hình 5.3.3.a, T1 là SCR chính dẫn dòng điện tải, T2 là SCR phụ, chỉ làm nhiệm vụ tắt (còn gọi là chuyển mạch) SCR chính. Để khảo sát mạch, ta có giả thuyết dòng tải không thay đổi:

$$i_o = I_o = \text{hằng số}$$

trong thời gian mạch tắt SCR hoạt động.



Hình 5.3.3: (a)BBĐ ¼ mặt phẳng tải dùng SCR; (b) các dạng sóng

Nguồn được nối vào đủ lâu để C được nạp đến áp nguồn V theo cực tính như hình vẽ qua điện trở R. R có giá trị rất lớn, không ảnh hưởng đến hoạt động sau này của mạch.

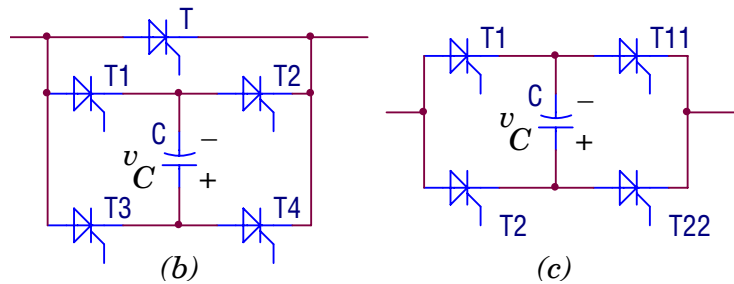
Tại $t = 0$, kích T1. T1 dẫn điện. dòng qua nó gồm dòng tải I_o và dòng phóng điện của tụ C qua T1, D_p và L. Đây là mạch cộng hưởng LC không có tổn hao khi ta xem các linh kiện là lý tưởng. Dòng phóng điện của C là hình sin và áp qua nó có dạng cos.

Khi điện áp trên tụ điện đảo cực tính (ngược với dấu trên hình 5.3.3.a), diod D_p không cho phép nó xả theo chiều ngược lại và như vậy tụ điện C đã chuẩn bị được điện tích có dấu thích hợp để tắt T1 khi T2 được kích, như sơ đồ nguyên lý hình 5.3.2. Thời gian đảo cực tính tụ điện là $\frac{1}{2}$ chu kỳ dao động $t_{\frac{1}{2}} = \pi\sqrt{LC}$ cũng chính là thời gian *on* tối thiểu của BBD.

Khi kích T2, T2 dẫn $v_{T1} = v_C < 0$: T1 tắt vì dòng tải I_o chuyển qua C. C được nạp bằng dòng tải I_o , như nguyên lý chuyển mạch cứng như đã khảo sát. Điều kiện để có sự chuyển mạch thành công là $C > \frac{I_o.t_q}{V}$, $t_q > t_{off}$ là thời gian tắt của SCR T1.

Khi C nạp đến giá trị nguồn V, dòng qua nó về 0, T2 tự tắt, dòng tải khép mạch qua D_f .

Tụ điện C đã có năng lượng cho chu kỳ làm việc mới. Thời gian *off* tối thiểu của BBD là $2.t_q$, để cho áp trên tụ có thể thay đổi từ $-V$ đến $+V$, đảm bảo tắt được SCR chu kỳ tiếp.



Hình 5.3.3.b và c: Các mở rộng của mạch tắt hình 5.3.3.a

Nhược điểm lớn của mạch này là phải có pha đảo cực tính áp trên tụ điện, điều này làm tăng tổn hao năng lượng, giảm

tần số làm việc cho phép của mạch. Cùng họ chuyển mạch cứng còn có các mạch trên hình 5.3.3.b và 5.3.3.c không sử dụng cuộn dây và cũng không có pha đảo cực tính áp trên tụ điện. Tụ tắt C nằm giữa cầu SCR, chúng được kích ở theo chu trình thích hợp để cung cấp áp âm tắt SCR chính (sơ đồ b). Sơ đồ (c) có điều khiển phức tạp hơn khi dòng tải lần lượt chạy qua các nhánh của cầu SCR.

Trong thực tế, trong mạch còn nhiều tự cảm nối tiếp với SCR, có thể là tự cảm của nguồn điện, dây dẫn hay là cuộn dây được thêm vào để chống những đột biến dòng làm ảnh hưởng kết quả tính toán trên.

Mở rộng đảo lưu cứng cho BBD làm việc hai phần tư:

Khi BBD làm việc nhiều hơn một phần tư, cần có diod phóng điện song song ngược với SCR. Ví dụ như ở sơ đồ hình

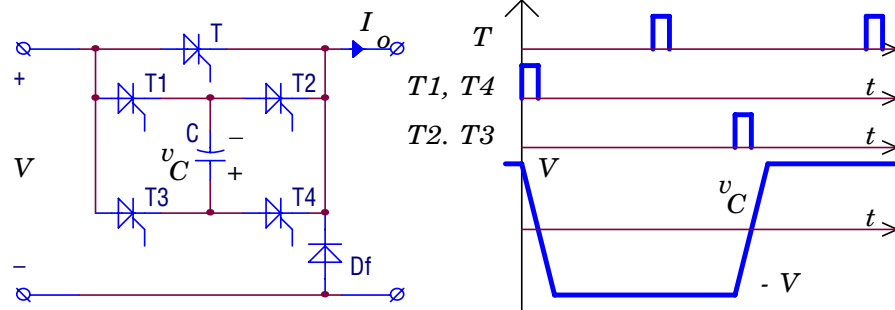
5.3.4. Mạch này hoạt động tương tự như sơ đồ 5.3.3.a nhưng các tính toán cho bộ chuyển mạch cứng thay đổi hoàn toàn.

Để chuẩn bị tắt SCR chính T , tụ điện cũng được nạp với cực tính như hình vẽ. Khi SCR phụ T_p được kích, dòng qua tụ C chia làm hai nhánh: cung cấp dòng tải I_O thay cho SCR chính T (đảm bảo T tắt), khép mạch qua D tạo thành mạch dao động LC. Ta có thể nhận xét nhiệm vụ của L là hạn chế tốc độ phóng điện của C qua D . Vì dòng tải I_O đang chạy qua L khi T_p được kích, giá trị ban đầu của dòng qua C là I_O làm thay đổi thời gian xả tụ C .

L là cuộn kháng có trị số rất bé, chỉ tham gia quá trình chuyển mạch mà không ảnh hưởng hoạt động của tải.

Bài tập 5.4: Khảo sát mạch tắt hình 4.3.3.b.

Hình BT5.4 (a) Mạch động lực (b) mạch điều khiển và áp trên tụ C

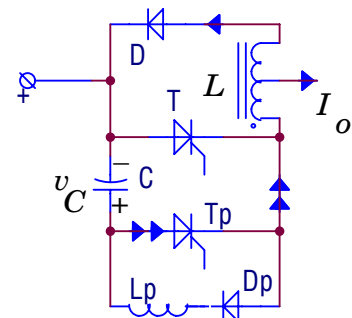


Các giả thiết:

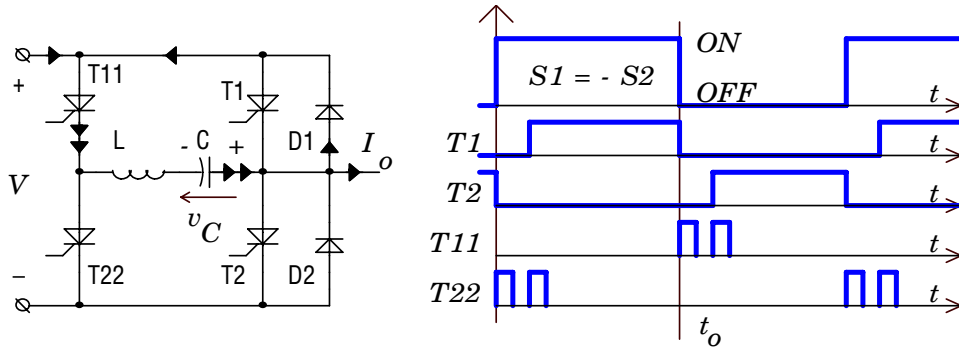
- Tại $t = 0$, áp trên tụ có cực tính như trên hình, dòng qua tải bằng I_O .
- Dòng tải không đổi, phẳng trong suốt thời gian khảo sát (tải có L rất lớn).
- Mạch động lực đầy đủ và dạng xung điều khiển vẽ trên hình BT4.4.a. Mô tả hoạt động của mạch, vẽ dạng áp ra và dạng dòng qua các phần tử.

Hướng dẫn: Dạng áp trên tụ như trên hình vẽ, C được nạp bằng nguồn dòng tải I_O , có giá trị thay đổi từ $-V \leftrightarrow +V$.

3. Bộ biến đổi làm việc hai phần tư dùng SCR (hình 5.3.5) dùng đảo lưu mềm:



Hình 5.3.4 Mở rộng của mạch tắt hình 4.14 cho BBD làm việc nhiều hơn 1/4 mặt phẳng tải



Hình

5.3.5

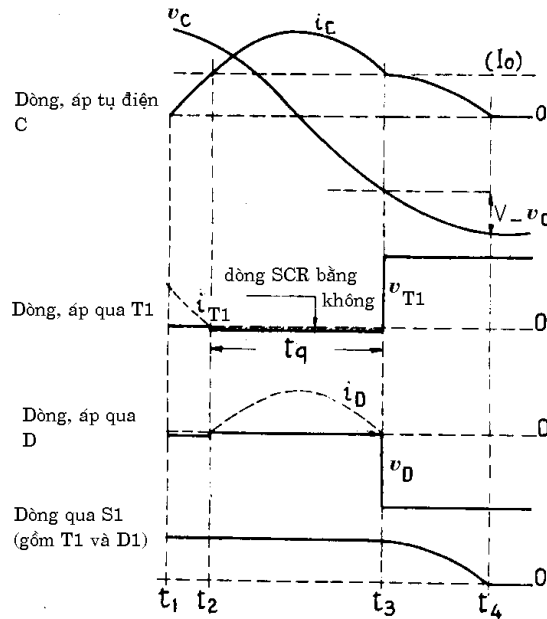
Vì chuyển mạch cứng cần một tụ điện nối song song với SCR, để BBD có thể làm việc nhiều hơn một phần tử, ta cần thêm vào cuộn kháng L bên cạnh diod phóng điện D thì ở đảo lưu mềm diod phóng điện được nối song song ngược trực tiếp với SCR.

Kết quả của cách nối này là chỉ có dòng qua SCR giảm về zero khi chuyển mạch, v_{AK} không có áp âm. Đây là đặc trưng của họ chuyển mạch mềm.

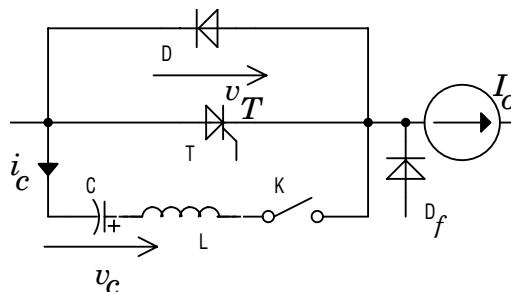
Nguyên lý hoạt động:

Trong BBD hai phần tử, một ngắt điện bán dẫn cấu tạo từ hai SCR: S1 (S2) bao gồm SCR chính dẫn dòng điện tải T1 (T2) và SCR phụ T11 (T22). Các linh kiện phụ LC sử dụng chung. Trên sơ đồ có ghi dấu cực tính điện áp trên tụ C ở thời điểm t_0 , khi chuẩn bị tắt SCR T1 đang dẫn dòng tải I_o . Khi kích T11, dòng phóng điện của C (mũi tên đôi) một phần cung cấp cho tải I_o , một phần khép mạch qua D1, T11 để tạo thành dao động LC.

Ở cuối bán kỳ dao động LC, áp trên tụ đảo cực tính, chuẩn bị tắt T2 ở pha kế tiếp bằng việc kích T22. Dạng dòng, áp qua các phần tử được vẽ trên hình 5.3.6, khi $i_c > I_o$ dòng qua SCR T1 bằng 0. Vậy thời gian có $i_c > I_o$ chính



hình 5.3.6

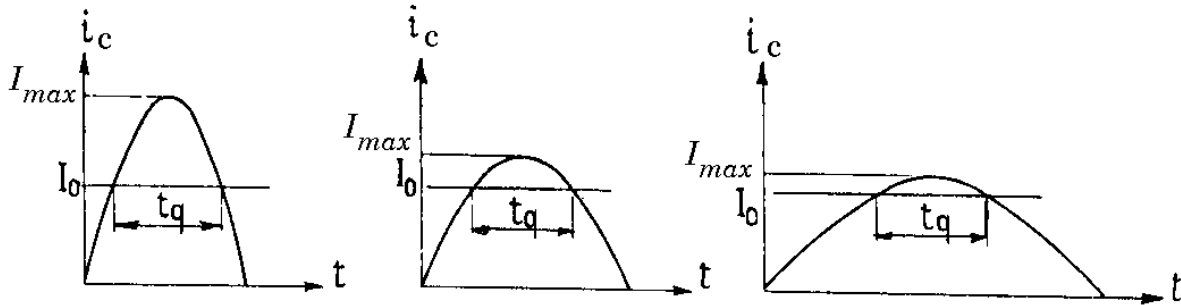


là thời gian đảm bảo tắt t_q cho T1.

Hình 5.3.7: Mạch điện tính toán đảo lưu mềm

Khảo sát lý thuyết chuyển mạch mềm:

Khóa K đóng mạch với áp dòng qua các phần tử mạch như trên hình 5.3.7



Hình 5.3.8: dạng dòng qua tụ điện với các tỉ số A khác nhau nhưng cùng t_q .

Tại $t = 0$, dòng qua L không thay đổi tức thời nên dòng qua SCR vẫn bằng I_0 , ta có pt:

$$v_C + v_L = 0$$

$$\text{với } v_L = L \frac{di_C}{dt} \text{ và } i_C = C \frac{dv_C}{dt}$$

$$\Rightarrow v_C + LC \frac{dv_C}{dt} = 0 ;$$

$$\text{điều kiện đầu } v_C(0) = \frac{V}{2} ;$$

$$i_L(0) = \frac{dv_C}{dt}(0) = 0$$

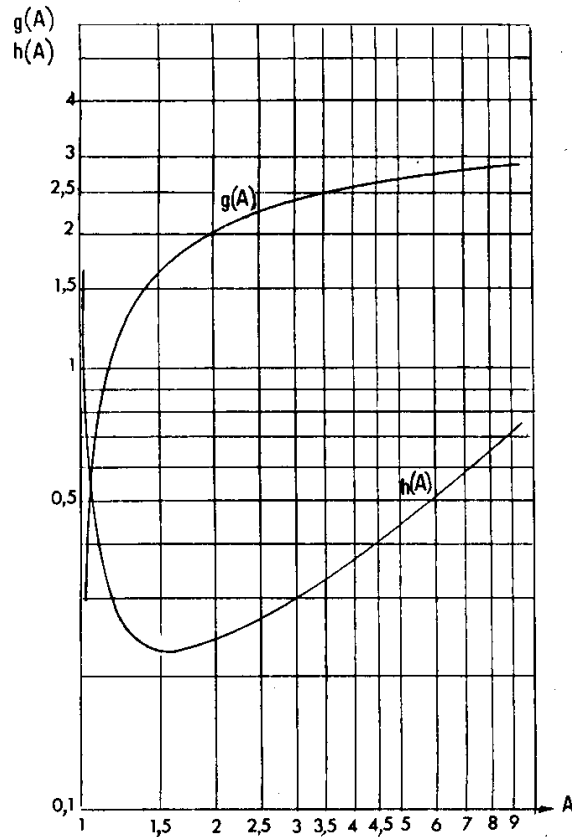
$$\text{giải ra } i_C = \frac{V}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t$$

có dạng hình sin

$$\text{với biên độ } I_{max} = \frac{V}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\text{và tần số góc } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Như đã giới thiệu trên, thời gian đảm bảo tắt t_q tương ứng với thời gian $i_C > I_0$, phụ thuộc hai thông số L, C (hay I_{max} và ω).



Hình 5.3.9: Khảo sát hàm $h(A)$ và $g(A)$

$$I_0 = I_{Max} \cos \frac{\omega t_q}{2} \Rightarrow t_q = \frac{2}{\omega} \cos^{-1} \frac{I_0}{I_{Max}}$$

Điều kiện tối ưu được chọn là tối thiểu năng lượng tích trữ trong L (hay C)

và biến trung gian cho khảo sát là $A = I_{max}/I_o$:

Ta có
$$W = \frac{L.I_{Max}^2}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{t_q}{2 \cos^{-1}(1/A)} V.I_o A$$
 tỉ lệ với $h(A) = \frac{A}{8 \cos^{-1}(1/A)}$.

$h(A) \rightarrow$ min ở $A = 1.55$ Có thể suy ra:

$$C = 2 \frac{I_o.t_q}{V} \frac{A}{g(A)} = 1.786 \frac{I_o.t_q}{V}$$
 và
$$L = \frac{1}{2} \frac{V.t_q}{I_o} \frac{1}{A.g(A)} = 0.185 \frac{V.t_q}{I_o}$$
.

Tần số dao động riêng của mạch LC:
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{g(A)}{2\pi.t_q} = \frac{0.277}{t_q}$$
.

Để ý bề rộng xung tối thiểu (đảm bảo điều kiện chuyển mạch) là bằng 1/2 chu kỳ dao động hay tần số cực đại có thể của BBD là f_o và áp ban đầu trên tụ là $V/2$.

V.4 ỨNG DỤNG:

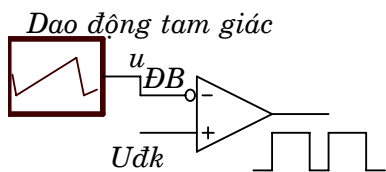
Là thiết bị cung cấp nguồn một chiều thay đổi được, các tải của BBD xung áp một chiều cũng chính là tải của sơ đồ chỉnh lưu nhưng BBD lại làm việc với nguồn một chiều. Vì vậy, phạm vi ứng dụng của hai BBD thật sự không trùng nhau. Các ứng dụng của BBD xung áp một chiều có thể chia làm hai nhóm:

- Sử dụng nguồn một chiều áp không đổi, có thể là lưới điện một chiều hay accu. Đây là các ứng dụng đặc trưng của BBD xung áp một chiều. Ngày nay ngoài các lưới một chiều của hệ thống giao thông công cộng bằng điện đã xây dựng từ lâu, chỉ phổ biến các ứng dụng nguồn là accu hay pin.

- Sử dụng nguồn một chiều chỉnh lưu diod từ lưới xoay chiều công nghiệp. Nhóm này khai thác các ưu điểm của BBD xung áp một chiều mà chỉnh lưu điều khiển pha không thể có được là mạch điều khiển và động lực đơn giản, hệ thống tác động nhanh và chất lượng điều khiển dễ dàng nâng cao.

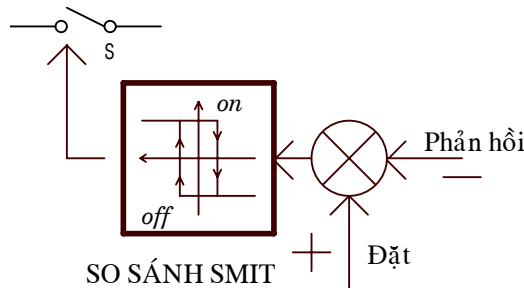
1. Nguyên lý điều khiển bộ biến đổi:

Có hai nguyên lý thường dùng: Điều rộng xung và so sánh có trễ.



Nguyên lý điều rộng xung

Hình 5.4.1



So sánh có trễ (Smit trigger)

Ở nguyên lý điều rộng xung (PWM), bộ biến đổi có thể xem như mạch khuếch đại tín hiệu:

$U_{DK} \rightarrow$ Mạch Phát xung \rightarrow BBD \rightarrow áp ra V_o

Mạch phát xung so sánh tín hiệu điều khiển U_{DK} và sóng mang u_{DB} , thường có dạng tam giác. Từ đó có thể suy ra quan hệ giữa độ rộng xung tương đối α và U_{DK} . Khi thay đổi U_{DK} áp ra V_o sẽ thay đổi, và việc giữ ngõ ra ở đặc tính mong muốn sẽ phụ thuộc vào hệ thống điều khiển tự động.

Khi sử dụng bộ so sánh có trễ (so sánh Smit), ta đã kết hợp mạch thay đổi độ rộng α và việc điều khiển hệ thống. Bộ so sánh có nhiệm vụ so sánh đặc tính ngõ ra (phản hồi) và tín hiệu đặt để đóng ngắt ngắt điện:

Khi Đặt > Phản hồi + Δ : HT tác động ngắt điện để tăng ngõ ra.

Đặt < Phản hồi - Δ : HT tác động ngắt điện để giảm ngõ ra.

vùng trễ Δ được thêm vào để giảm tần số đóng ngắt. Hệ thống ĐK này đơn giản, chất lượng ngõ ra được đảm bảo nhưng không thể rất cao vì ngõ ra luôn còn sai số, tần số đóng ngắt thay đổi theo tải. Nguyên lý này còn có các tên: rơ le có trễ, **điều khiển theo áp (dòng) ngõ ra**.

Sơ đồ điều khiển vòng kín BBD xung áp một chiều hoàn toàn giống với chỉnh lưu điều khiển pha, cũng có vòng phản hồi dòng điện và vòng phản hồi điện áp (hay tốc độ khi đối tượng điều khiển là động cơ). Nhưng khi sử dụng các sơ đồ hạn dòng cực đại, khóa tức thời các ngắt điện khi dòng vượt quá giá trị giới hạn như ở hình 4.18, có thể bỏ qua vòng dòng điện khi công suất tải bé.

2. Điều khiển động cơ một chiều:

Với khả năng thay đổi được điện áp một chiều ngõ ra, bộ biến đổi áp một chiều có thể sử dụng cho điều khiển động cơ một chiều như các sơ đồ chỉnh lưu. Có hai nhóm ứng dụng lớn:

* Sử dụng cho các phương tiện vận tải sử dụng truyền động điện. Nó thay thế các hệ thống sử dụng điện trở và các ngắt điện cơ khí cổ điển, có thêm khả năng thu hồi lại động năng chuyển động khi cho động cơ làm việc trong chế độ hãm tái sinh (trở thành máy phát, đưa năng lượng trở về lưới một chiều).

* Điều khiển động cơ công suất nhỏ làm bộ phận chấp hành trong các hệ thống tự động (truyền động động cơ chấp hành – servo motor). Các ưu điểm là:

- Tác động nhanh nhờ làm việc ở tần số cao, sơ đồ đơn giản, kích thước bé.
- Dễ dàng thực hiện sơ đồ làm việc bốn phần tư (đảo chiều động cơ) so với chỉnh lưu SCR.

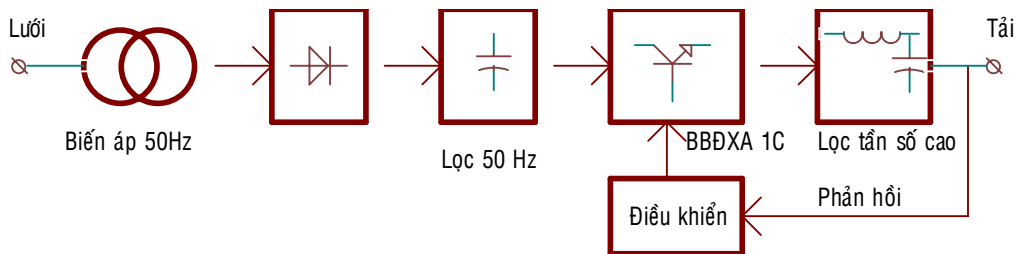
Người ta cũng dùng BBD áp một chiều cho điều khiển dòng qua các nam châm điện (solenoid) làm việc trong chế độ tuyến tính, nguyên lý cũng tương tự

như điều khiển động cơ.

3. Các bộ nguồn một chiều - cấp điện hay ổn áp xung:

Bộ cấp điện còn gọi là bộ nguồn cho các thiết bị điện hay điện tử dùng trong đo lường, điều khiển, thông tin hay dân dụng ... , thường có các yêu cầu cao về chính xác, sóng hài hay độ nhấp nhô ngõ ra. Trước đây, các bộ cấp điện thường sử dụng mạch tuyến tính: Điện lưới được giảm áp qua biến áp cách ly, chỉnh lưu diod, lọc phẳng và mạch ổn áp tuyến tính để giữ ổn định áp ngõ ra. Sơ đồ khối này tuy đảm bảo chất lượng ngõ ra cao nhưng có một số nhược điểm: trọng lượng cao vì sử dụng biến áp giảm áp 50Hz, hiệu suất thấp vì tiêu tán công suất qua phần tử sụt áp. Việc sử dụng bộ biến đổi áp một chiều khắc phục hai nhược điểm này nhưng bù lại mạch điện phức tạp hơn và chất lượng ngõ ra không tốt bằng: độ ổn áp kém hơn và áp ra không thật sự phẳng. Có hai sơ đồ khối chính cho cấp điện xung:

a. Sử dụng bộ biến đổi áp một chiều thay cho mạch ổn áp tuyến tính:



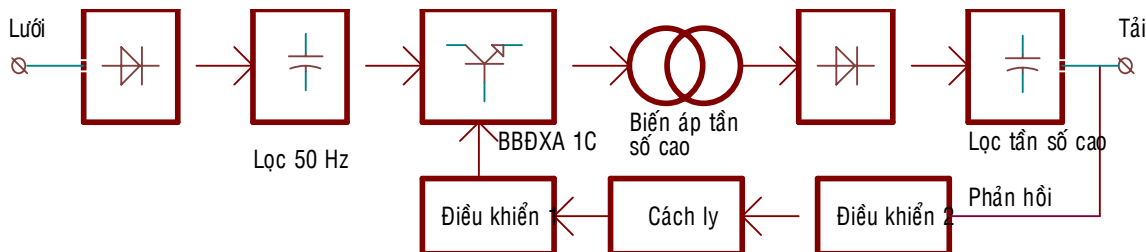
Hình 5.4.2

Hình 4.28 cho ta sơ đồ khối bộ cấp điện một chiều, trong đó bộ biến đổi xung điện áp một chiều được sử dụng thay cho mạch ổn áp tuyến tính. Hiệu suất của mạch tăng vì phần tử công suất làm việc trong chế độ đóng ngắt thay cho khếch đại. Hệ thống loại này thường gặp trong các thiết bị sản xuất cách đây khá lâu, khi bán dẫn đóng ngắt ở áp cao chưa phổ biến.

b. Cấp điện một chiều sử dụng biến áp tần số cao: Hình 5.4.3

Hiệu quả kinh tế của cấp điện đóng ngắt thực sự rõ ràng khi sử dụng các bộ biến đổi xung ở phía áp lưới điện thế cao. Biến áp cách ly lưới – tải làm việc ở tần số cao có kích thước, trọng lượng bé và giá thành hạ làm thay đổi hẳn bộ mặt thiết bị. Bộ biến đổi xung áp một chiều có hai dạng:

(transistor hay MosFET).



Hình 5.4.3

- Khi sử dụng bộ điều rộng xung, phải sử dụng bộ biến đổi làm việc bốn phần tư và kết hợp nguyên lý đẩy kéo để biến ra áp xoay chiều – thực chất là xây dựng bộ nghịch lưu, nhờ đó có thể ghép qua biến áp tần số cao.

Mạch điều khiển gồm có hai bộ phận cách ly điện với nhau: một lấy tín hiệu phản hồi từ tải và một lái mạch công suất có điện áp lưới.

4. Nghịch lưu:

BBD áp một chiều là cơ sở để xây dựng bộ nghịch lưu: BBD DC \rightarrow AC. Ví dụ BBD làm việc 4 phần tư mặt phẳng tải có thể là bộ nghịch lưu một pha khi trị trung bình ngõ ra bằng không và thành phần hữu dụng chính là sóng hài bậc 1.

V.5 TÓM TẮT CHƯƠNG:

Chương 5 khảo sát các BBD điện áp một chiều, gồm nhiều sơ đồ khác nhau. Bài giảng đặc trọng tâm vào BBD dạng FORWARD, là dạng phổ biến trong công nghiệp. BBD dạng FORWARD đóng ngắt nguồn cung cấp cho tải, áp ngõ ra là những xung áp chữ nhật có trị trung bình thay đổi theo độ rộng xung tương đối α . Dòng qua tải có L là những xung tam giác (liên tục hay gián đoạn) khi tính toán gần đúng, nhấp nhô cực đại khi $\alpha = 1/2$.

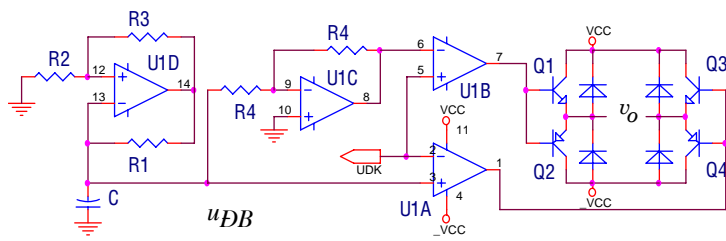
Các công thức quan trọng cần nhớ là: tính trị trung bình, nhấp nhô của áp (hay dòng) ngõ ra (hay ngắt điện). Việc khảo sát hệ thống BBD áp một chiều – tải luôn luôn dựa vào nguyên lý xếp chồng như đã khảo sát bộ chỉnh lưu. Chế độ dòng gián đoạn luôn luôn được đặt ra khi BBD chỉ cho dòng chảy một chiều, hậu quả của nó là áp ra luôn cao hơn giá trị tính toán. Khi thiết kế sơ bộ hay tính toán gần đúng ta thường giả thiết là dòng tải liên tục để bài toán được đơn giản.

Mục V.3 giới thiệu mạch tắt SCR gồm hai nhóm cứng và mềm. Mục V.4 trình bày các ứng dụng, cần đối chiếu với ứng dụng của chỉnh lưu (chương 3) để thấy sự khác biệt của đặc tính hai BBD có ngõ ra điện một chiều.

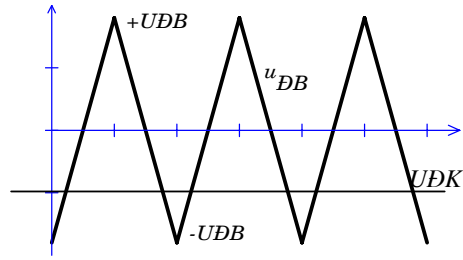
BÀI TẬP VÀ CÂU HỎI:

1. Cho BBD áp một chiều và mạch điều khiển đã đơn giản hóa như hình BT1.a , trong đó U1D là mạch tạo xung tam giác trên tụ C (hình BT1.b), U1C là mạch đảo, U1A và U1B là hai mạch so sánh dùng khuếch đại thuật toán. Vẽ dạng áp ra v_o , tìm quan hệ trị trung bình áp ra V_o/V theo U_{DK} / U_{DB} (U_{DB} là biên độ xung tam giác). Nêu các đặc điểm của phương pháp điều khiển này .

Để đơn giản, cho áp ra bảo hòa của Khuếch đại thuật toán là áp nguồn VCC và sụt áp qua các mối nối transistor bằng 0 .



Hình BT1.a



Hình BT1.b

2.. Cho mạch chopper (bộ biến đổi xung điện áp một chiều) làm việc $\frac{1}{4}$ mặt phẳng tải (hình 4.3.a), có các thông số: $R = 0.5 \text{ ohm}$, $L = 0.02 \text{ henry}$, áp nguồn $V = 550 \text{ V}$, và tần số làm việc 5 kHz .

1. Tính độ rộng xung tương đối α để dòng qua tải bằng 200 A khi sức phản điện E là 120 V .

2. Cũng với dòng trung bình qua tải I_o bằng 200 A , tìm L để nhấp nhô dòng điện luôn bé hơn 20% của dòng trung bình I_o qua tải với mọi giá trị của α . (khi đó E sẽ phải thay đổi khi thay đổi để I_o luôn bằng 200 A)

Hướng dẫn: câu 1: tính trung bình áp ra, suy ra α ..

câu 2: nhấp nhô dòng qua tải cực đại khi $\alpha = \frac{1}{2}$

CHƯƠNG 6 NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP VÀ BIẾN TẦN

Nghịch lưu độc lập là bộ biến đổi điện một chiều ra xoay chiều với điện áp và tần số ngõ ra có thể thay đổi cung cấp cho các tải xoay chiều, phân biệt với nghịch lưu phụ thuộc là chế độ đặc biệt của chỉnh lưu điều khiển pha, cho phép chuyển năng lượng từ phía một chiều về lưới xoay chiều có áp và tần số cố định – khi góc điều khiển pha $> 90^\circ$ đã được nhắc đến trong chương 3. Nghịch lưu độc lập được ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp và dân dụng, có thể phân ra làm các nhóm sau:

1. Ngõ ra tần số công nghiệp (nhỏ hơn 400 Hz) không đổi: các bộ nguồn xoay chiều bán dẫn sử dụng làm nguồn cho các thiết bị điện thay thế điện lưới. Có thể kể bộ lưu điện (UPS – Uninterrupted Power Supply) cung cấp nguồn liên tục cho tải, bộ đổi tần cung cấp điện cho các thiết bị sử dụng nguồn khác tần số lưới ...

2 Ngõ ra tần số công nghiệp thay đổi: dùng để điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều, luôn có đầu vào là điện lưới nên còn gọi là biến tần.

3. Ngõ ra trung tần hay cao tần:

Từ 500 Hz đến 25 KHz khi sử dụng SCR hay cao hơn khi dùng transistor là các bộ nguồn cho các công nghệ điện: nung nóng dùng dòng điện cảm ứng trong môi trường dẫn điện, hay chuyển thành rung động siêu âm của các vật liệu từ giảo. Đặc trưng của nhóm này là hệ số công suất của tải rất thấp, cần mắc tụ điện song song nên tải có tính cộng hưởng.

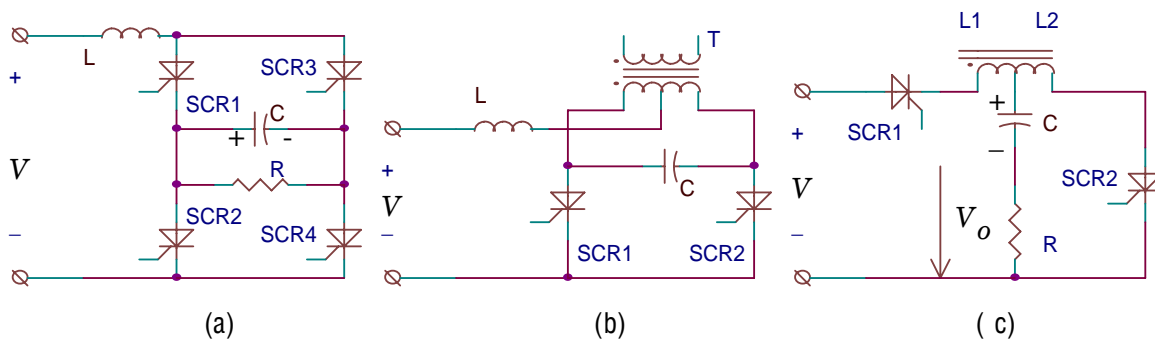
Ở dãy tần số trên 25 KHz còn có các bộ nghịch lưu 1 pha làm trung gian cho các bộ biến đổi áp một chiều khi muốn sử dụng biến áp tần số cao nhằm giảm trọng lượng và kích thước thiết bị (các bộ nguồn xung đã giới thiệu trong chương 5). Trong công nghiệp còn có các bộ dao động công suất hình sin sử dụng đèn điện tử hay transistor, làm việc ở tần số từ 50 KHz đến vài MHz dùng cho tôi cao tần hay nung nóng điện môi.

Khác với các BBD đã học, các sơ đồ nghịch lưu hoạt động rất khác nhau. Ngay cả khi cùng sơ đồ động lực, có thể dùng nhiều cách điều khiển để cho ra tính chất khác nhau.

VI.1 PHÂN LOẠI NGHỊCH LƯU:

1. Nghịch lưu song song và nối tiếp:

Là các dạng nghịch lưu sử dụng SCR cho đóng ngắt, có tụ điện ở mạch tải để đảm bảo chuyển mạch. Trong mạch điện gồm R tải, tự cảm L và điện dung C tạo thành mạch cộng hưởng LCR, làm cho dòng qua SCR giảm về zero và SCR tự tắt. Hình 6.1.1 bao gồm hai mạch nghịch lưu song song: (a) là sơ đồ cầu, (b) là sơ đồ ghép biến áp; (c) tương ứng với nghịch lưu nối tiếp.

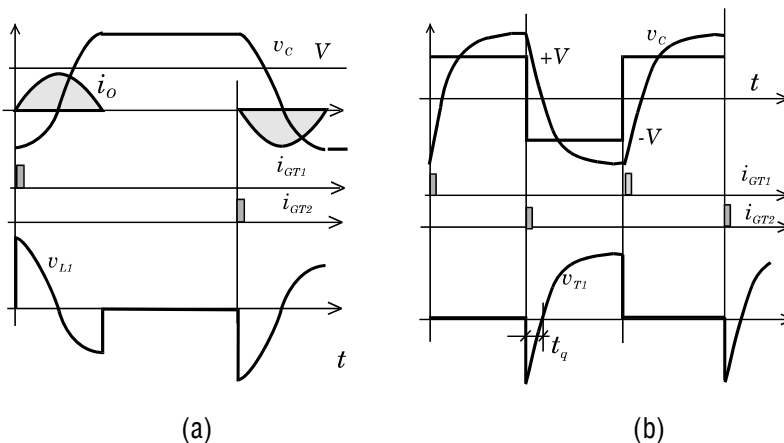


Hình 6.1.1: Nghịch lưu nối tiếp (c) và song song (a. sơ đồ cầu; b. sơ đồ biến áp có điểm giữa).

a. Nghịch lưu song song: (hình 6.1.1.a và .b)

Dạng sóng các phần tử trên sơ đồ 6.1.1.a được vẽ trên hình 6.1.2.b. Các SCR 1 và SCR 4 có cùng dạng xung kích cũng như SCR 2 và SCR3. Khi SCR 1 và SCR 4 dẫn điện, tụ điện C được nạp đến điện áp có cực tính như trên hình vẽ. Điện áp này sẽ đặt điện áp âm vào SCR 1 và SCR

4, làm tắt chúng khi ta kích SCR2 và SCR3. Tụ cảm L ở đầu vào cách ly nguồn và cầu chỉnh lưu, làm cho dòng điện cung cấp vào cầu chỉnh lưu không thay đổi tức thời, tránh khả năng chập mạch tạm thời qua SCR 1 và SCR 2 (hay SCR 3 và SCR 4) khi các SCR chuyển mạch.



Do có tụ cảm ở giữa bộ nghịch lưu và nguồn nên

Hình 6.1.2: Dạng áp, dòng của NL nối tiếp (a) và song song (b)

Trị số và dạng áp ngõ ra thay đổi theo đặc tính tải. Trên hình 6.1.2b, áp ra không còn dạng xung vuông và có thể gần giống hình sin khi tải có tụ cảm (tải RL).

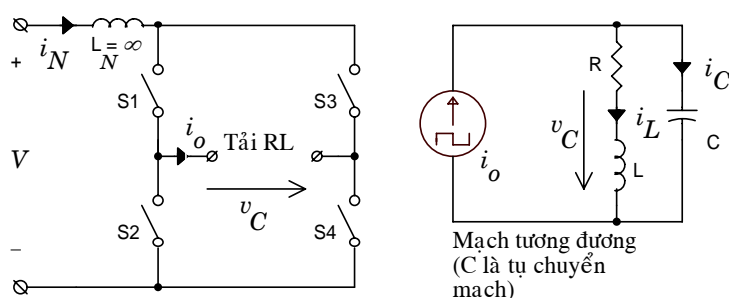
b. Nghịch lưu nối tiếp: (hình 6.1.1.c)

Mạch điện hình 6.1.1.c là dạng đơn giản nhất trong nhóm mạch nghịch lưu nối tiếp, có mạch tương đương là LCR nối tiếp khi SCR dẫn điện. Ví dụ như khi SCR 1 được kích, dòng qua mạch sẽ về không khi áp trên tụ điện đạt giá trị cực đại (có dấu như trên mạch điện) và SCR sẽ tự tắt. Vì thế mạch còn gọi là nghịch lưu chuyển mạch tải. Khi SCR 2 được kích, tụ điện sẽ phóng qua nó và dòng về không khi áp trên tụ điện đảo cực tính, chuẩn bị cho chu kỳ kế tiếp – dạng sóng hình 6.1.2.a.

Hai mạch nghịch lưu này được dùng làm bộ nguồn trung hay cao tần (nhóm thứ 3 trong phần giới thiệu ở đầu chương). Và như vậy, ngoài nhiệm vụ tắt (chuyển mạch) SCR, các tụ điện trong hai nghịch lưu này còn là một phần của tải, góp phần vào việc cải thiện hệ số công suất của mạch.

2. Nghịch lưu nguồn dòng và nguồn áp:

a. Nghịch lưu nguồn dòng:



Hình 6.1.3

Là mạch nghịch lưu có L bằng vô cùng ở ngõ vào, làm cho tổng trở trong của nguồn có giá trị lớn: tải làm việc với nguồn dòng. Hình 6.1.3 trình bày sơ đồ nguyên lý và mạch tương đương của NL nguồn dòng một pha tải RL. Dòng nguồn i_N phẳng, không đổi ở một giá trị tải,

được đóng ngắt thành dòng AC cung cấp cho tải:

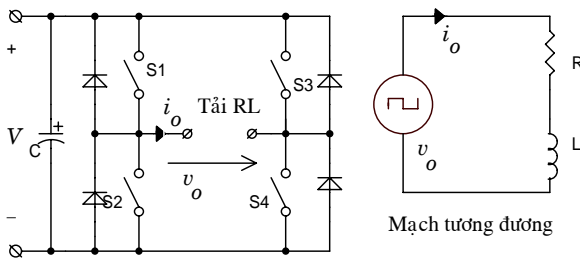
S1, S4 đóng: $i_o > 0$; S2, S3 đóng: $i_o < 0$

Vậy tải nhận được dòng điện AC là những xung vuông có biên độ phụ thuộc tải.

b. Nghịch lưu nguồn áp:

Hình 5.4 trình bày sơ đồ nguyên lý và mạch tương đương của NL nguồn áp một pha. Đặc trưng của NL nguồn áp là nguồn có tổng trở trong bằng không (là accu hay có điện dung rất lớn ở ngõ ra) để có thể cung cấp hay nhận dòng tải. Một đặc trưng khác là ngắt điện luôn có diod song song ngược để năng lượng từ tải có thể tự do trả về nguồn.

Áp nguồn một chiều được đóng ngắt thành những xung áp hình vuông có biên độ xác định để cung cấp cho tải.



Hình 6.1.4

VI.2 KHẢO SÁT NGHỊCH LƯU NGUỒN DÒNG:

1. Sơ đồ một pha :

- *Khảo sát trường hợp đơn giản:* tải R, tự cảm nguồn rất lớn.

Mạch điện hình 6.1.1(a) và (b) cho ta dạng cơ bản của NL nguồn dòng một pha là việc ở tần số cao. Tự C tạo ra khả năng chuyển mạch của bộ nghịch lưu. SCR 1 và 4 khi được kích cung cấp xung dòng dương cho tải, nạp tụ C theo cực tính như hình vẽ chuẩn bị tắt chúng theo nguyên tắt chuyển mạch cứng. Kích SCR 2 và 3 sẽ làm SCR 1 và 4 tắt và cung cấp xung dòng âm cho tải.

Khảo sát chu kỳ tựa xác lập mạch điện hình 6.1.1.a:

L_N có trị số rất lớn \Rightarrow dòng nguồn phẳng, bằng I.

Kích SCR 1 và 4, có các phương trình:

$$I = \frac{v_o}{R} + C \frac{dv_o}{dt} \quad \text{với } v_o(0) = +V_C \text{ là giá trị đầu}$$

$$\Rightarrow v_o = A + Be^{-t/RC}; v_o(0) = +V_C = A + B \quad <6.2.1>$$

$$\text{sau } 1/2 \text{ chu kỳ, } v_o\left(\frac{T}{2}\right) = -V_C \text{ (vì tính đối xứng)} \Rightarrow -V_C = A + Be^{-T/2RC} \quad <6.2.2>$$

Tích phân công suất qua cuộn dây L_N trong chu kỳ:

$$P_L = 0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I(V - v_o) dt \Rightarrow \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V - v_o) dt = 0$$

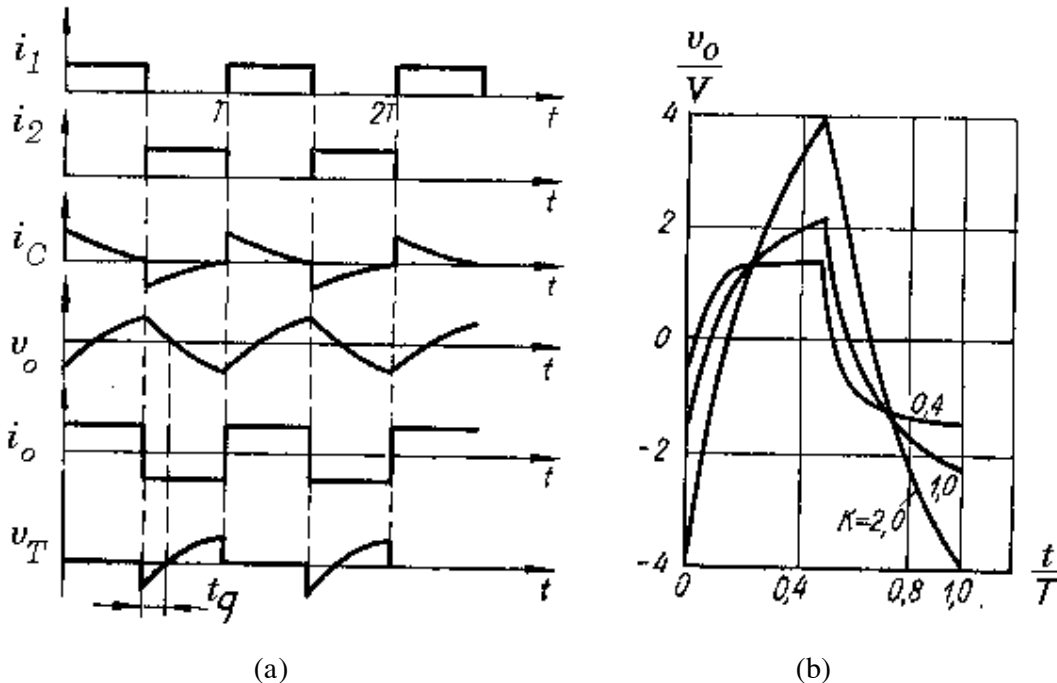
$$\text{hay } \frac{2}{T} \int_0^{T/2} v_o dt = V \Rightarrow \frac{VT}{2} = \left[At - \frac{1}{RC} B e^{-t/RC} \right]_0^{T/2} \quad <6.2.3>$$

$$\text{suy ra: } v_o(t) = \frac{V(1 + e^{-T/2RC} - 2e^{-t/RC})}{(1 + e^{-T/2RC}) - \frac{4RC}{T}(1 - e^{-T/2RC})}$$

khi chuyển về hệ đơn vị tương đối, khi đặt $\theta = \omega t = \frac{2\pi}{T}t; k = \omega RC$:

$$\frac{v_o(\theta)}{V} = \frac{1 + e^{-\pi/k} - 2e^{-\theta/k}}{(1 + e^{-\pi/k}) - \frac{2k}{\pi}(1 - e^{-\pi/k})} \quad <6.2.4>$$

Đồ thị điện áp trên các phần tử và áp ra tải ở hệ đơn vị tương đối $v_o(\theta)/V$ với các giá trị k khác nhau được trình bày trên hình 6.2.1 (a) và (b). Nhận xét là các quan hệ có dạng hàm mũ, thời gian $v_o < 0$ chính là thời gian đảm bảo tắt tq cho các SCR.



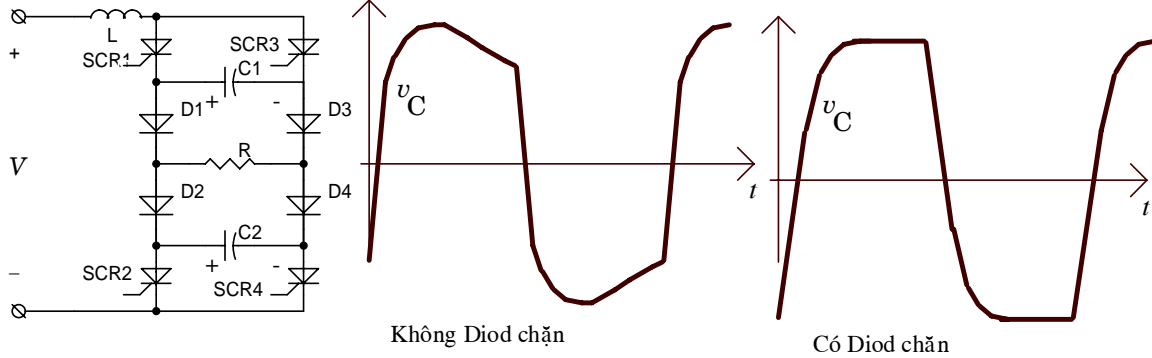
Hình 6.2.1: (a) là dạng áp, dòng qua các phần tử và (b) $v_o(\theta)/V$ với các giá trị k khác nhau.

Bài tập: tính giá trị của tq , tính giá trị I của dòng chảy qua nguồn.

Hướng dẫn: $v_o(tq) = 0 \Rightarrow 1 + e^{-T/2RC} - 2e^{-tq/RC} = 0 \Rightarrow tq$

$$P = V.I = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{v_o^2}{R} dt \Rightarrow I = \frac{2}{VT} \int_0^{T/2} \frac{v_o^2}{R} dt$$

- *Khảo sát trường hợp thực tế: tải là RL, và điện kháng nguồn không vô cùng lớn. Khi đó các dạng dòng, áp có tính dao động, áp trên tụ C sau khi qua giá trị cực đại sẽ giảm xuống, kéo theo giảm tq , nhất là khi tần số làm việc thấp. Khi đó, người ta dùng các diod chặn, cho phép giữ áp trên tụ ở giá trị max - hình 6.2.2 (a) và (b).*

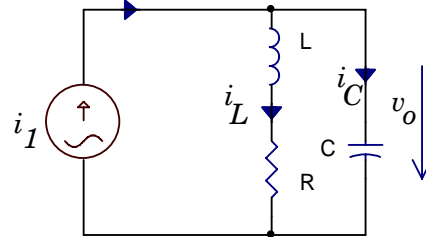


Hình 6.2.2.(a) mạch động lực và (b) dạng áp ra có và không có diod chặn.

- *Khảo sát gần đúng nghịch lưu nguồn dòng*: Trong thực tế, tải thường là RL. Khi tính toán gần đúng, ta có các giả thiết sau dù điện kháng nguồn không lớn vô cùng:

* Xung dòng cung cấp cho tải là xung hình vuông, biên độ I.

* Tụ C và tải RL làm thành mắc lọc cộng hưởng, làm cho áp trên tải v_C có dạng hình sin và như vậy chỉ có sóng hài bậc 1 của dòng cung cấp là i_1 tạo ra công suất.

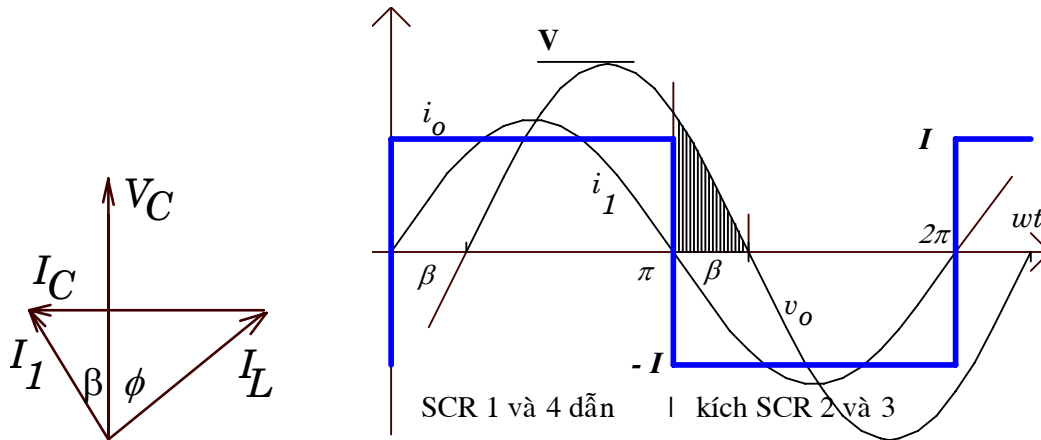


Hình 6.2.3.a

Mạch tương đương được vẽ trên hình 6.2.3.a khi

chỉ xét thành phần cơ bản (bậc 1). Hình 6.2.3.b cho ta các vector: V_C là áp ra, I_1 là hài cơ bản của dòng ra i_o ; I_C , I_L lần lượt là dòng qua C và tải RL, ta có:

V_C là áp ra, lệch dòng ra I_L góc ϕ của tải RL. I_1 sớm pha V_C góc β để có áp âm cần thiết tắt được các SCR (phần gạch đứng trong hình 6.2.3.c).



Hình 6.2.3.b và c.

Ta có - góc lệch pha $\beta = \omega t \alpha$.

- Hiệu dụng hài bậc nhất dòng i_o là $I_1 = a \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I$ với $a = 1$ ở sơ đồ 1 pha và $\frac{\sqrt{3}}{2}$ ở sơ đồ 3 pha (dùng công thức ở phần VI.3.1, hình 6.3.1).

Từ đồ thị vec tơ, ta có:

$$\tan \beta = \frac{I_C - I_L \cdot \sin \phi}{I_L \cdot \cos \phi} = \frac{1 - \frac{I_L}{I_C} \cdot \sin \phi}{\frac{I_L}{I_C} \cdot \cos \phi} = \frac{1 - B \cdot \sin \phi}{B \cdot \cos \phi} \text{ với } B = \frac{I_L}{I_C} = \frac{Y_L}{Y_C} = \frac{1}{\omega C Z}, Z \text{ là tổng trở tải } RL,$$

$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ và ta có $\beta = \tan^{-1} \left(\frac{1 - B \sin \phi}{B \cos \phi} \right)$. Để tính các dòng, áp ta tính công suất P bằng

hai cách từ nguồn một chiều (cung cấp) và tải (tiêu thụ) khi xem hiệu suất hệ thống bằng 1:

$$P = V \cdot I = V_C \cdot I_1 \cdot \cos \beta = V_C \cdot a \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cdot \cos \beta \Rightarrow V_C = \frac{\pi}{a \cdot 2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos \beta} \cdot V$$

Từ áp ngõ ra V_C có thể suy ra công suất P của mạch và dòng nguồn I .

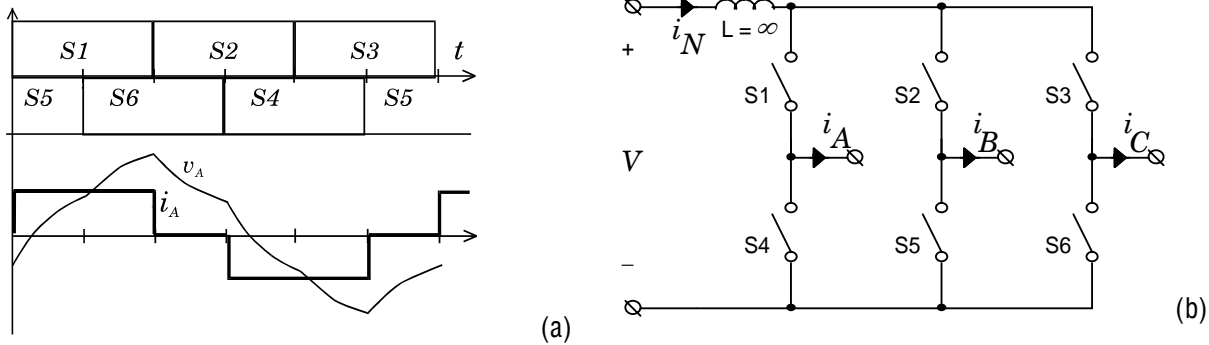
Bài tập: Tính mạch nghịch lưu nguồn dòng sơ đồ một pha. Áp nguồn một chiều 500 V, tần số làm việc 1 KHz, $R = 15 \text{ ohm}$ và $L = 0.001 \text{ H}$

- Tính giá trị điện dung C để đảm bảo thời gian tắt SCR là $30 \mu\text{sec}$.
- Tính giá trị hiệu dụng áp ra V_C , suy ra công suất trên tải P và dòng nguồn I .

2. Sơ đồ ba pha : (hình 6.2.4.b)

Để tạo ra hệ thống ba pha, các ngắt điện phải được đóng ngắt theo một thứ tự không thay đổi đối với các hệ thống ba pha, gọi là LOGIC BA PHA. Nghịch lưu nguồn dòng sử dụng logic ba pha có hai ngắt điện làm việc cùng lúc. Đây cũng chính là thứ tự điều khiển các SCR trong chỉnh lưu cầu ba pha. Nhận xét là ở đây chỉ có hai ngắt điện làm việc cùng lúc vì dòng nguồn không đổi (nguồn dòng) chỉ có thể chạy qua một SCR của nhóm + một SCR của nhóm - . Ví dụ khi S1, S6 đang dẫn, S2 được kích sẽ làm tắt S1 (Hình 6.2.4.a).

Logic ba pha:
 (hai ngắt điện làm việc cùng lúc).
 nhóm + S1 → S2 → S3 → S1
 nhóm - S6 → S4 → S5 → S6
 chung S1 → S6 → S2 → S4 → S3 → S5



Hình 6.2.4: Dạng áp, dòng của NL nguồn dòng 3 pha (a) mạch động lực (b)

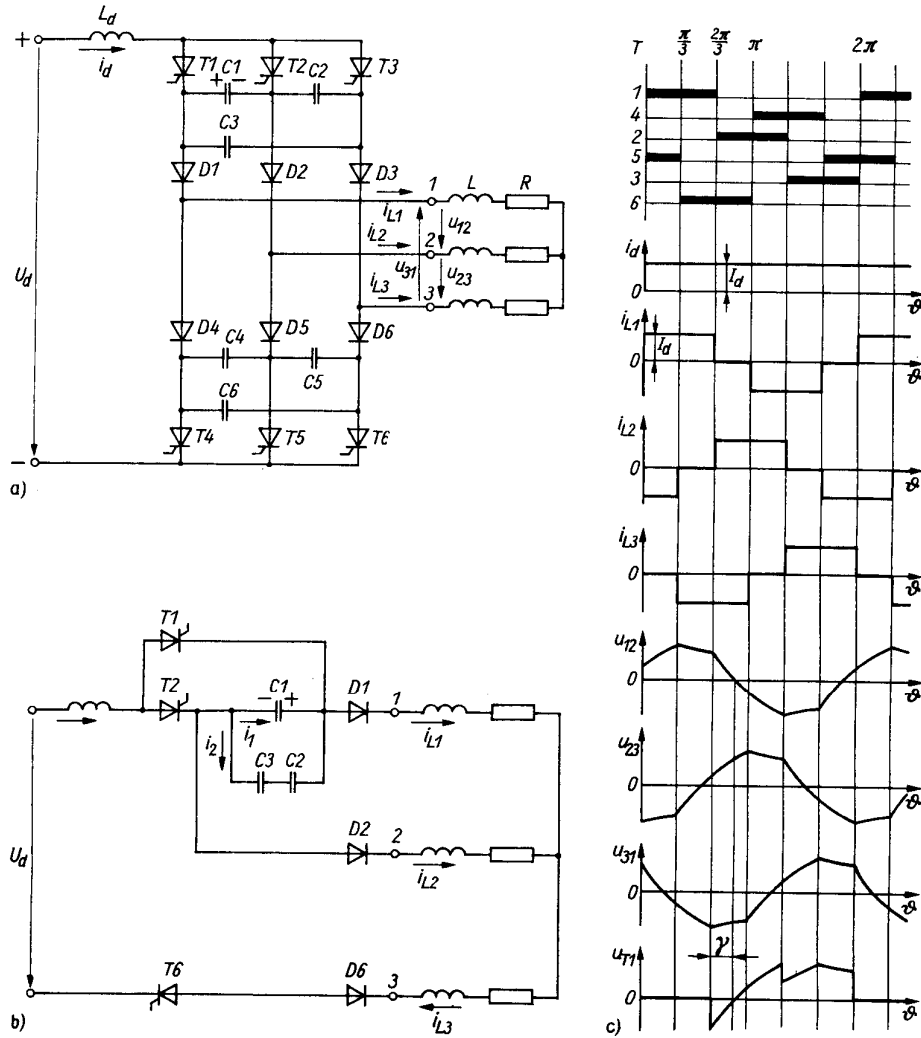
Hình 6.2.4 cho ta các dạng sóng và mạch nguyên lý của nghịch lưu nguồn dòng 3 pha. Dòng nguồn, xem như không đổi ở một trạng thái của tải, được phân bố cho các SCR như hình (a): mỗi lúc chỉ có hai SCR làm việc, xung dòng trên mỗi pha có dạng chữ nhật, áp ra thay đổi theo đặc tính tải. Cũng giống như nghịch lưu một pha, dòng qua tải i_A sớm pha hơn điện áp v_A (hình 6.2.4.a). Đây chính là điều kiện để có sự chuyển mạch: khi xem tụ chuyển mạch là thành phần của tải, tải sẽ có tính dung và đặt được áp âm vào SCR đang dẫn khi SCR mới được kích.

Việc tính toán gần đúng nghịch lưu nguồn dòng 3 pha thực hiện giống như sơ đồ một pha nhưng với quan hệ giữa biên độ và thành phần cơ bản (hệ số a) của dòng điện thay đổi.

Một nhận xét khác là năng lượng chỉ chảy một chiều từ nguồn qua tải, làm áp ra thay đổi theo tải, tăng cao khi không tải vì năng lượng tích trữ ở tải tăng cao.

Ta có thể thay đổi áp ra bằng cách thay đổi áp nguồn hay mắc song song với tải một mạch điều chỉnh công suất phản kháng.

Hình 6.2.5.a cho ta một ví dụ về nghịch lưu nguồn dòng cụ thể. Có thể thấy đây là sự phát triển của sơ đồ 6.2.2.a thành ba pha, SCR đang dẫn sẽ tắt khi một SCR nối chung anod (catod) được kích theo logic mỗi lúc có hai ngất điện làm việc. Quá trình tắt T1 khi T3 được kích được vẽ trên hình (b), các tụ điện sẽ đặt áp âm vào T1 và nạp đến cực tính ngược lại, chuẩn bị tắt T3 ở xung dòng kế tiếp. Các diod được thêm vào để tránh tình trạng tụ điện C bị xả qua tải ở tần số làm việc thấp. Hình (c) cho ta các dạng sóng trên các phần tử của mạch.



Hình 6.2.5: Sơ đồ, dạng áp, dòng của một NL nguồn dòng 3 pha .

VI.3 KHẢO SÁT NGHỊCH LƯU NGUỒN ÁP:

1. Sơ đồ một pha :

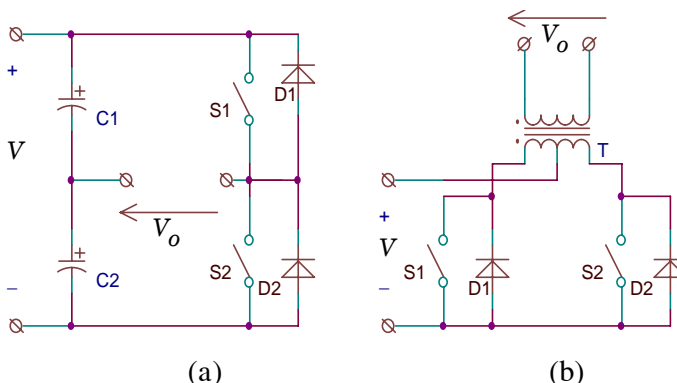
Có thể xem BBD áp một chiều làm việc 4 phần tử điều khiển chung ở chương 4 với áp ra có trị trung bình bằng không là một trong những bộ nghịch lưu nguồn áp một pha, được gọi là sơ đồ cầu khi dùng 4 ngất điện (hình 6.1.4) hay nửa cầu dùng hai nguồn (hình 5.1.8).

Hình 6.3.1 cho ta hai dạng mạch khác của nghịch lưu nguồn áp 1 pha ngoài sơ đồ cầu hình 6.1.4, là sơ đồ nửa cầu dùng một nguồn (a) và sơ đồ đẩy kéo (b). Hai sơ đồ này chỉ có thể dùng

cho các bộ nghịch lưu vì cầu phân áp dùng tụ và biến áp chỉ làm việc với tín hiệu xoay chiều.

Có thể nhận xét dễ dàng là trình tự đóng ngắt các ngắt điện của các sơ đồ này sẽ giống như ở BBD áp một chiều làm việc 4 phần tư nhưng luật điều khiển sẽ thay đổi, cơ bản nhất là đảm bảo trung bình áp ra bằng không.

Các ngắt điện như vậy phải có khả năng đóng ngắt theo sơ đồ điều khiển, không phụ thuộc tải. Hiện nay ở cấp công suất dưới 100 kW người ta thường dùng linh kiện họ transistor (IGBT, transistor Darlington, MosFET) và có thể dùng SCR + mạch tắt hay GTO ở công suất cao hơn.



Hình 6.3.1: NL nguồn áp, sơ đồ một pha

Việc tính toán dạng dòng, áp ở tải RL có thể dùng các công thức đã xây dựng trong chương 5.

2. Sơ đồ ba pha :

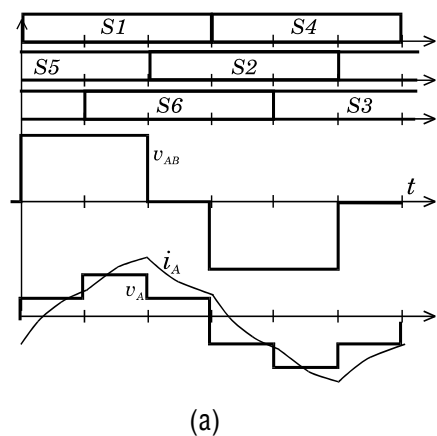
Nghịch lưu nguồn áp nhiều pha có thể bao gồm nhiều bộ nghịch lưu một pha làm việc lệch pha một góc qui định của hệ nhiều pha tương ứng, ví dụ $2\pi/3$ ở hệ 3 pha. Thường gặp nhất là nghịch lưu nhiều pha được tạo thành từ những nửa cầu như hình 6.3.2.b là sơ đồ ba pha, gồm 3 nhánh làm việc lệch nhau $2\pi/3$ từng đôi một. Với nguồn là nguồn áp và có diode phóng điện song song với mỗi ngắt điện, năng lượng truyền được hai chiều giữa nguồn và tải làm cho áp ra có dạng các xung vuông có biên độ là biên độ áp nguồn. Khác với nghịch lưu nguồn dòng, nghịch lưu nguồn áp ba pha có thể sử dụng logic ba pha có hai hay ba ngắt điện làm việc cùng lúc.

Hình 6.3.2.a gồm dạng xung điều khiển các ngắt ngắt điện, dạng áp, dòng ra tải RL của một sơ đồ nghịch lưu ba pha nguồn áp. Nhận xét là mỗi lúc có 3 ngắt điện làm việc. Dạng dòng và áp pha vẽ trên hình 5.11.a là của mạch tải RL nối Y.

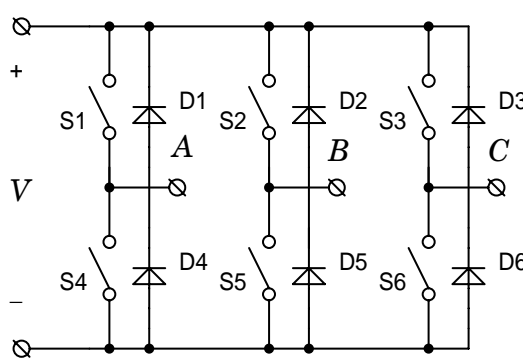
Logic ba pha:

(ba ngắt điện làm việc cùng lúc).

pha A S1 → S4 → S1
 pha B S2 → S5 → S2
 pha C S6 → S3 → S6
 S1→S6→S2→S4→S3→S5→S1



(a)



(b)

Hình 6.3.2: NL nguồn áp ba pha, các dạng sóng (a) và mạch động lực (b).

Dạng sóng ngõ ra nghịch lưu nguồn áp 3 pha có dạng xung điều khiển hình 6.3.2a được gọi

là **dạng sóng 6 nấc**, được xem là căn bản cho việc khảo sát đặc tính NL nguồn áp ba pha.

Để tính toán áp ngõ ra nghịch lưu nguồn áp, người ta thường giả sử như nguồn có điểm giữa n , áp các pha v_{An} , v_{Bn} , v_{Cn} , áp dây v_{AB} , v_{BC} , v_{CA} có các quan hệ:

$$\begin{aligned}v_{AB} &= v_{An} - v_{Bn} \\v_{BC} &= v_{Bn} - v_{Cn} \\v_{CA} &= v_{Cn} - v_{An} \\v_{AB} + v_{BC} + v_{CA} &= 0\end{aligned}$$

Khi điều khiển $S1 = \overline{S4}$ ($S1$ và $S4$ làm việc ngược pha), ta có thể chứng minh là các áp pha v_{An} , v_{Bn} , v_{Cn} và các áp dây hoàn toàn xác định từ luật điều khiển các ngắt điện. Hệ thống như vậy còn gọi là điều khiển hoàn toàn (toàn phần). Hệ thống được gọi là điều khiển không hoàn toàn nếu có khoảng thời gian cả hai ngắt điện của nửa cầu đều không làm việc. Khi đó, áp ra sẽ phụ thuộc vào dòng phóng điện qua diod, và như vậy áp ra sẽ phụ thuộc tải.

Hình 6.3.2.a cho thấy áp dây v_{AB} là xung vuông. Để tính các áp pha tải, ta giả sử tải nối hình sao, đối xứng và có trung tính là N . Ta có các quan hệ sau khi bỏ qua chỉ số N của áp pha tải:

$$\begin{aligned}v_{AB} &= v_A - v_B & v_A &= \frac{1}{3}(v_{AB} - v_{CA}) \\v_{BC} &= v_B - v_C & \text{suy ra: } v_B &= \frac{1}{3}(v_{BC} - v_{AB}) \\v_{CA} &= v_C - v_A & & \\v_A + v_B + v_C &= 0 & v_C &= \frac{1}{3}(v_{CA} - v_{BC})\end{aligned}$$

Từ đây có thể tính được áp pha v_A có dạng nấc thang và khảo sát trong một chu kỳ tựa xác lập dạng dòng bao gồm các đoạn hàm mũ là dòng điện qua RL khi áp thay đổi nhảy cấp.

$$v_A = \frac{1}{3}(2v_{An} - v_{Bn} - v_{Cn})$$

Cũng có thể tính áp pha tải theo áp ngõ ra bộ nghịch lưu: $v_B = \frac{1}{3}(2v_{Bn} - v_{An} - v_{Cn})$

$$v_C = \frac{1}{3}(2v_{Cn} - v_{An} - v_{Bn})$$

khi để ý $v_{An} = v_A + v_{Nn}$, $v_{Bn} = v_B + v_{Nn}$, $v_{Cn} = v_C + v_{Nn}$ với v_{Nn} là áp giữa trung tính N của tải và trung tính nguồn n và $v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = 3.v_{Nn}$. Các công thức này không phụ thuộc vào nguyên lý hoạt động của sơ đồ nghịch lưu ba pha.

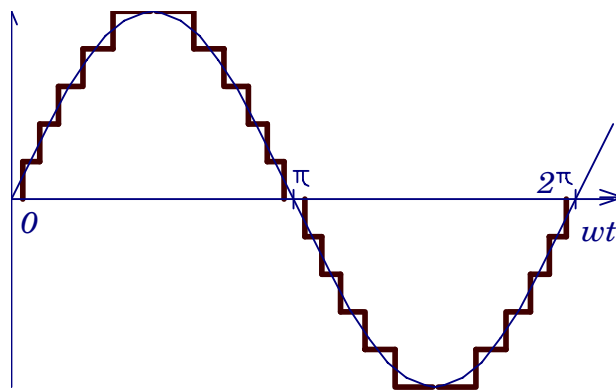
Khác với nghịch lưu nguồn dòng chỉ có một sơ đồ điều khiển như đã trình bày, nghịch lưu nguồn áp có thể được điều khiển bằng nhiều thuật toán khác nhau.

3. Nghịch lưu đa bậc (nhiều nấc):

Mục đích làm cho dạng áp ra gần với hình sin hơn (hình 5.12).

Có nhiều cách thực hiện NL đa bậc:

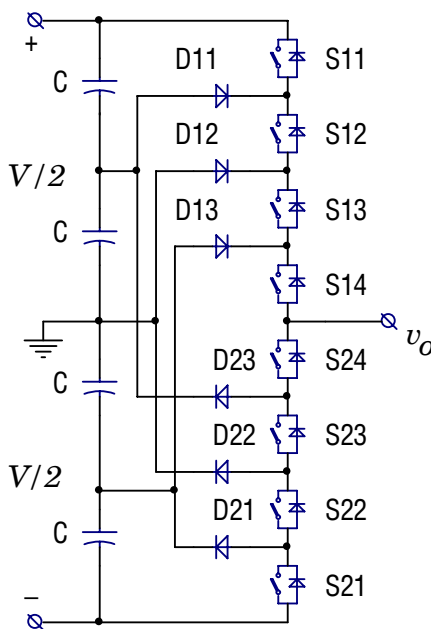
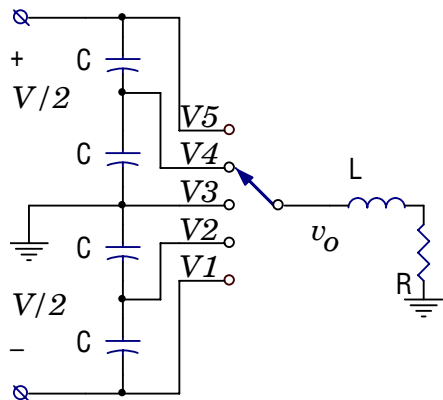
- Sử dụng nguồn có nhiều cấp điện áp và nhiều ngắt điện nối tiếp.
- Nối tiếp nhiều bộ NL một pha có nguồn riêng (cell nghịch lưu một pha).
- Nối tiếp nhiều bộ NL một pha làm việc lệch pha qua biến áp ngõ ra.



Hình 6.3.3: Dạng sóng áp ra NL 5 nấc điện áp.

a. Nghịch lưu nhiều bậc dùng nguồn nhiều cấp điện áp: (hình 6.3.3)

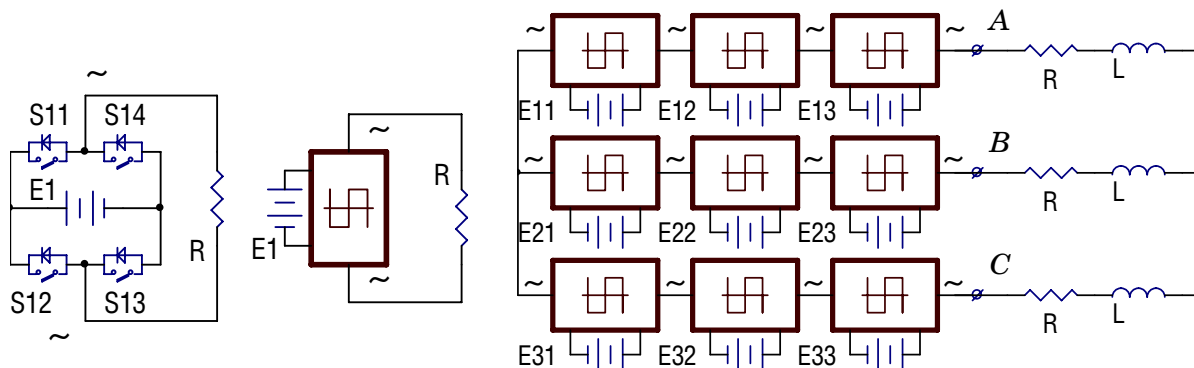
- Nhiều cấp áp nguồn dùng tụ phân áp.
- Số cấp bằng số tụ điện $n + 1$.
- nguyên lý làm việc: Ngắt điện phía trong (S13 hay S23) chỉ được khóa khi ngắt điện ngoài nó (S12 hay S22) đã khóa và như thế một cấp điện áp sẽ được nối vào tải qua diod kẹp khi các ngắt điện giữa nó và tải làm việc.



Hình 6.3.4:

- a. Nguyên lý NL năm nấc dùng nguồn nhiều cấp điện áp
- b. Thực hiện nguyên lý hình a. bằng sơ đồ dùng diod kẹp(D11 .. D21)

b. Nghịch lưu nhiều bậc dùng các cell nghịch lưu một pha: (hình 5.15)



Hình 6.3.5.a: Một cell nghịch lưu một pha và ký hiệu (vẽ với tải R)

Hình 6.3.5.b: Nghịch lưu đa bậc ba pha dùng tổ hợp ba cell nghịch lưu một pha cho mỗi pha tải.

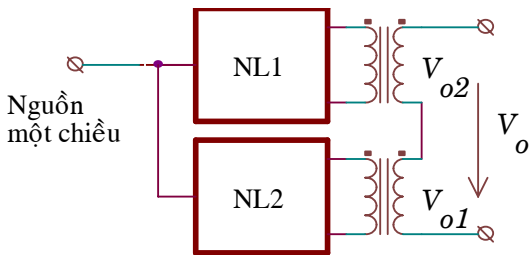
- Như có thể nhận xét trong phần khảo sát NL ba pha sáu nấc, các dạng áp nấc thang này được tạo ra từ việc cộng (trừ) các dạng xung vuông làm việc lệch pha nhau. Khi ta cộng (trừ) nhiều áp ra của NL một pha, ta có thể tổng hợp được dạng áp nghịch lưu đa bậc.

- Số bậc: Mỗi cell có thể có 3 mức: $+V, 0, -V$; trên một nhánh có N cell tạo thành $2N+1$ bậc.

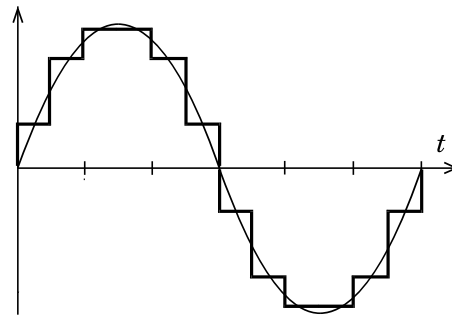
Nghịch lưu đa bậc cho phép tạo ra công suất lớn, áp cao từ các cell công suất bé, áp thấp. Tuy nhiên, BBD yêu cầu các nguồn một chiều cách ly với nhau.

c. Nghịch lưu đa bậc ghép biến áp ngõ ra: (hình 6.3.6)

- Mỗi cấp có bề rộng như nhau.
- Sử dụng biến áp để cộng các xung vuông thành áp nấc thang.
- Số bậc bằng 2 lần số bộ nghịch lưu một pha.
- Đơn giản nhất nhưng kích thước lớn, hiệu suất không cao.



Hình 6.3.6: Nguyên lý cộng hai dạng áp nghịch lưu dùng biến áp để tạo ra dạng sóng nấc thang

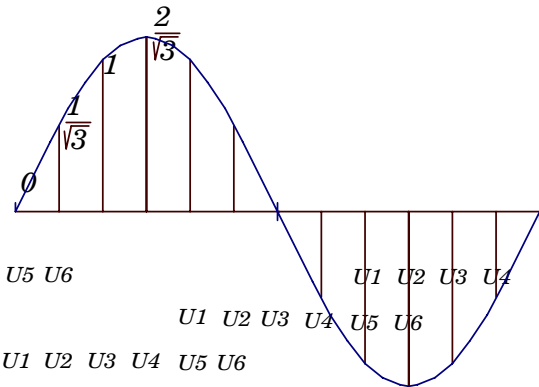


Hình 6.3.7.b: Dạng sóng 12 nấc thang

Bảng tổng hợp áp 3 pha từ 6 thành phần 1 pha lệch 30° :

Pha	U1	U2	U3	U4	U5	U6
A	1	$1/\sqrt{3}$		$-1/\sqrt{3}$	-1	$-2/\sqrt{3}$
B		$1/\sqrt{3}$	1	$2/\sqrt{3}$	1	$1/\sqrt{3}$
C	-1	$-2/\sqrt{3}$	-1	$-1/\sqrt{3}$		$1/\sqrt{3}$

Hình 6.3.7.a: Tổng hợp dạng sóng 12 nấc từ 6 nguồn nghịch lưu một pha



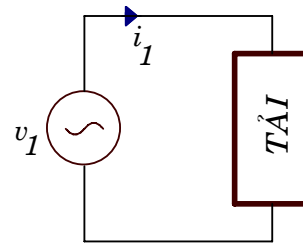
Hình 6.3.7 giải thích nguyên lý tổng hợp dạng sóng 12 nấc thang ba pha từ 6 bộ NL một pha làm việc lệch 30° , dấu - cho biết phải đảo cực tính cuộn dây. Mỗi pha tải được cung cấp bằng mạch nối tiếp 5 cuộn thứ cấp của biến áp ngõ ra các bộ NL một pha với biên độ có tỉ lệ theo bảng trên hình 6.3.7.a.

4. Tính toán gần đúng nghịch lưu nguồn áp:

Ứng dụng mạch tương đương hình 6.3.8 khi xem sóng hài bậc cao có tác dụng không đáng kể. v_L, i_L là thành phần cơ bản (bậc 1, tần số góc ω), TẢI chính là mạch tương đương của phụ tải, được tính ở tần số làm việc ω .

Nguồn v_1 có trị hiệu dụng được tính từ khai triển Fourier áp ngõ ra BBD (mục VI.4). Từ mạch tương đương, ta tính được dòng tải (xem như bằng i_1), công suất tiêu thụ, suy ra như hoạt động của tải.

Để đánh giá tác dụng của áp ra BBD không hình sin, ta tiếp tục sử dụng nguyên lý xếp chồng để tính toán dòng, áp, công suất của các sóng hài bậc cao, công việc cũng tương tự như tính toán với thành phần cơ bản.

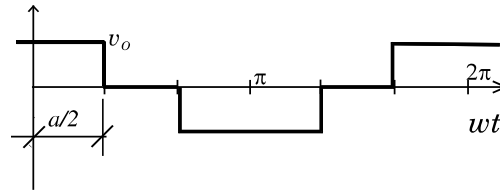


Hình 6.3.8: Tính toán gần đúng nghịch lưu nguồn áp

VI.4 ĐIỀU KHIỂN ÁP RA VÀ HẠN CHẾ SÓNG HÀI:

1. Phân tích sóng hài điện áp:

Dạng sóng điều rộng xung trên hình 6.4.1 cho phép ta phân tích sóng hài hầu hết các dạng áp ra của mạch nghịch lưu nguồn áp



Hình 6.4.1: Dạng xung cơ bản cho phân tích sóng hài nghịch lưu

thường gặp. Trục tung được dời đến vị trí trục đối xứng xung áp có bề rộng a để khai triển Fourier của áp ra không có thành phần sin. Ngoài ra, vì áp ra có $\pi/2$ là tâm đối xứng, sóng hài áp ra không có tần số bội chẵn ($n \neq 2k$):

$$v = \sum_{n=2k+1} V_n \cos(n\omega t) \quad k = 0, 1, 2, 3... \text{ với tích phân theo biến } \omega t:$$

$$V_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v \cdot \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} v \cdot \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{-a/2}^{a/2} V \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \quad <6.4.1>$$

$$V_n = \frac{2V}{n\pi} [\sin(n\omega t)]_{\omega t=-a/2}^{\omega t=a/2} \quad \text{suy ra} \quad V_n = \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{na}{2}$$

$$\text{Khi } a = \pi/2 \text{ (xung chữ nhật)} \quad n = 1, 3, 5, 7, 9.. \Rightarrow V_n = \frac{4V}{\pi}, -\frac{4V}{3\pi}, \frac{4V}{5\pi}, -\frac{4V}{7\pi}, \frac{4V}{9\pi}, (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{4V}{n\pi}$$

Bài tập 6.1:

1. Chứng minh dạng sóng lệch pha hình 5.10 có góc lệch pha $\theta = 2\pi/k$ không có hài bậc bội k :

Khi hai nửa cầu điều khiển lệch pha $\theta = 2\pi/k$, bề rộng xung sẽ là θ và biên độ các sóng hài là $V_n = \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{k}$, $V_n = 0$ khi n là bội số của k .

Vì thế trong các bộ nghịch lưu ba pha, tải không bao giờ có hài bội 3 vì các pha được điều khiển lệch nhau $2\pi/3$ và ta có thể bỏ qua hài bội 3 trong việc tính toán sóng hài điện áp ngõ ra.

2. Chứng minh ở DANG SÓNG 6 NẮC hình 6.3.2a:

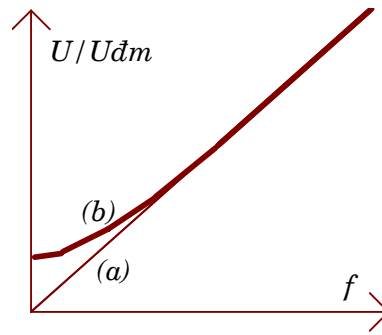
- các thành phần Fourier của áp dây vẫn bằng $\sqrt{3}$ các thành phần tương ứng của áp pha.

- Tỷ số giữa các sóng hài bậc cao trên thành phần cơ bản (bậc 1) của áp dây và áp pha là như nhau.

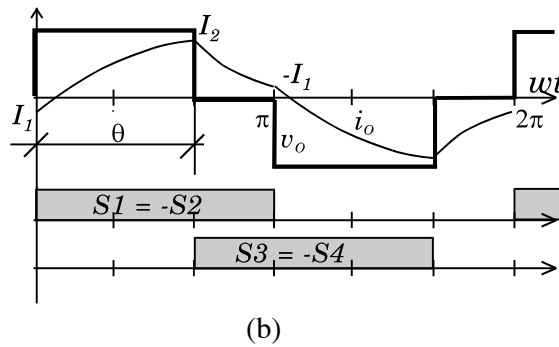
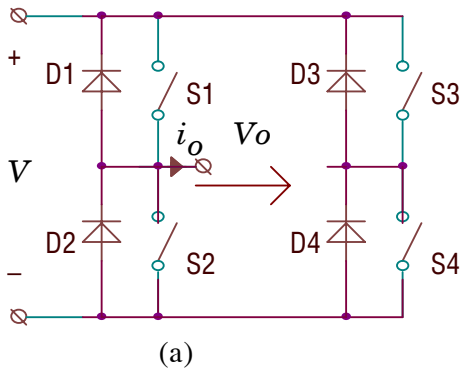
2. Điều khiển áp ra:

Điều khiển áp ra là một yêu cầu cần thiết cho các bộ nghịch lưu vì:

- Giữ ổn định điện áp ngõ ra, tránh các sụt áp do tải, nguồn và cả do các phần tử trong mạch.
- Áp ra cần điều khiển theo yêu cầu của tải. Ví dụ như với tải động cơ, khi làm việc với nguồn áp cần cung cấp điện áp tỉ lệ với tần số làm việc để động cơ không bị bảo hòa.



Hình 6.4.2: Đặc tính $U / f = \text{hằng số}$ theo lý thuyết (a) và thực tế (b)



Hình 6.4.3: Điều khiển áp ra bằng lệch pha

Ta có các phương pháp sau:

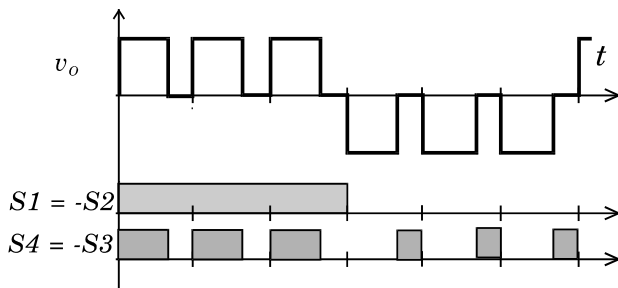
a. Thay đổi áp nguồn cung cấp:

Làm biên độ áp ra thay đổi, thường sử dụng khi nghịch lưu là nguồn dòng hay áp ra có dạng cố định. Khi đó, bộ NL thường được cung cấp điện DC từ bộ nguồn chỉnh lưu điều khiển pha hay qua BBD áp DC.

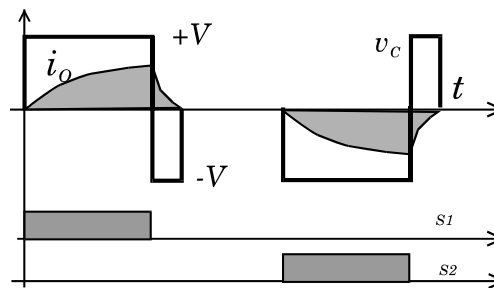
b. Điều chế độ rộng xung: Một xung và nhiều xung.

Mạch điều khiển phức tạp hơn vì kết hợp cả điều khiển áp và tần số vào cùng sơ đồ nhưng mạch động lực đơn giản và kinh tế hơn.

Có hai trường hợp: đk hoàn toàn khi luôn có 1 ngắt điện làm việc ở một nửa cầu hay đk không hoàn toàn khi có lúc không có ngắt điện làm việc. Khi điều khiển hoàn toàn, áp ra được xác định từ luật điều khiển ngược lại với đk không hoàn toàn vì khi không có ngắt điện làm việc trên nhánh nửa cầu, áp ngõ ra phụ thuộc dòng phóng điện (hình 5.21 và 5.22).



Hình 6.4.4: Sơ đồ điều rộng nhiều xung (NL một pha) khi điều khiển hoàn toàn (sơ đồ cầu hay hai nguồn)



Hình 6.4.5: Dạng áp, dòng NL nguồn áp một pha khi điều khiển không hoàn toàn (mạch động lực hình 6.3.1)

Ví dụ 6.1: Tính toán dạng dòng của bộ nghịch lưu 1 pha, sơ đồ cầu với điều khiển lệch pha hình 6.4.3. Áp nguồn V , tải RL , chu kỳ T , góc lệch pha điều khiển θ , độ rộng xung áp $q = T \cdot (\pi - \theta) / 2\pi$, q tính bằng giây.

Xét chu kỳ tức xác lập, khi dòng điện lập lại theo chu kỳ T .

Gọi giá trị dòng qua tải khi $t = 0$ là I_1 . Ta có phương trình vi phân khi S1, S4 đóng:

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri \text{ với điều kiện đầu } i(0) = I_1,$$

$$\text{suy ra } i = \frac{V}{R} + \left(I_1 - \frac{V}{R}\right) \cdot e^{-t/\tau} \text{ với } \tau = L/R. \text{ Khi } t = q, i = I_2 \text{ với}$$

$$I_2 = \frac{V}{R} + \left(I_1 - \frac{V}{R}\right) \cdot e^{-q/\tau} \text{ <vd6.1.1> . Lúc này, S4 ngắt, S3 đóng. Dòng qua tải không thay}$$

đổi tức thời, chảy qua S1, D3. Ta có phương trình vi phân:

$$0 = L \frac{di}{dt} + Ri \text{ với điều kiện đầu } i(0) = I_2, \text{ khi lấy lại gốc toạ độ. suy ra}$$

$$i = I_2 \cdot e^{-t/\tau}. \text{ Khi } t = \frac{T}{2} - q, i = -I_1 \text{ vì có sự đối xứng hai bán kỳ dương và âm; ta có}$$

$$-I_1 = I_2 \cdot e^{-\left(\frac{T}{2}-q\right)/\tau} \text{ <vd6.1.2>}$$

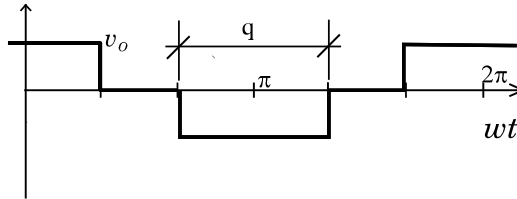
Các pt <vd6.1.1>, <vd6.1.2> cho phép ta tính được các giá trị I_1, I_2 , và vẽ được dạng dòng tải.

$$I_2 = \frac{V}{R} \frac{1 - e^{-q/\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}}, \quad I_1 = -I_2 \cdot e^{-\left(\frac{T}{2}-q\right)/\tau} = \frac{V}{R} \frac{e^{-T/2\tau} - e^{-\left(\frac{T}{2}-q\right)/\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}}$$

$$\text{Kiểm tra lại: khi } q = T/2 \text{ thì } I_1 = \frac{V}{R} \frac{e^{-T/2\tau} - 1}{1 + e^{-T/2\tau}} = -I_2$$

Bài tập 6.2: Khảo sát áp ra của bộ nghịch lưu có bề rộng xung không đổi khi tần số thay đổi (giả sử điều khiển hoàn toàn).

Gọi q là bề rộng xung tính bằng giây, là không đổi trong bài tập này. Tần số f của bộ nghịch lưu thay đổi, lớn nhất ứng với trị số chu kỳ tối thiểu $1/f_{MAX}$ bằng $2 \cdot q$. Bề rộng xung tính bằng độ bằng:



$$\theta = w \cdot q = 2\pi f \cdot q. \text{ Biên độ sóng hài} \quad \text{Hình BT6.2}$$

bậc $n = 1$ (thành phần cơ bản) là $V_1 = \frac{4V}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} = \frac{4V}{\pi} \sin(\pi \cdot f \cdot q)$. Để có kết quả khảo sát tổng quát, đặt tần số $f' = f/f_{MAX}$ với $f_{MAX} = 1/2 \cdot q$ hay $f = f' \cdot f_{MAX}$ và hàm số khảo sát là: $V_1' = V_1 / \left(\frac{4V}{\pi}\right) = \sin \frac{\pi \cdot f'}{2}$, trong đó f' thay đổi trong khoảng $0 \dots 1$.

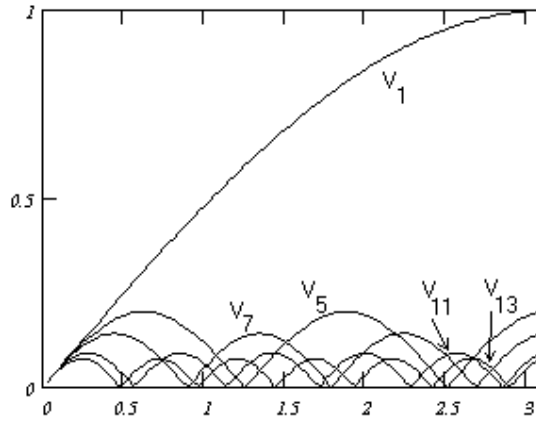
V' có dạng hình sin. với khoảng tần số thay đổi hợp lý, khá xa tần số cực đại f_{MAX} , áp ra có thể xem là tuyến tính theo tần số. Nguyên lý này cho phép xây dựng sơ đồ điều khiển rất đơn giản để thực hiện nguyên lý $V/f = \text{hằng số}$.

Bài tập 6.3: Khảo sát sóng hài của bộ nghịch lưu điều khiển lệch pha theo góc lệch pha. (giả sử điều khiển hoàn toàn).

Như đã chứng minh, khi hai nửa cầu điều khiển lệch pha θ , ta có dạng xung điều rộng, bề rộng xung là θ và sóng hài bậc n là:

$V_n = \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2}$, n chỉ có các giá trị lẻ và θ thay đổi trong khoảng từ $0 \dots \pi$.

Khảo sát hàm số $V'_n = \left| \frac{V_n}{(4V/\pi)} \right| = \frac{1}{n} \left| \sin \frac{n\cdot\theta}{2} \right|$ theo θ cho ta đồ thị sau với $n = 1, 5, 7, 11, 13$. Các hài bậc ba không cần xét khi dạng sóng được ứng dụng cho hệ ba pha



Hình BT5.2

3. Hạn chế sóng hài ngỏ ra:

a. Các phương pháp:

Các sóng hài bậc cao có các tác dụng:

- *Gây phát nóng phụ:* do dòng không hình sin và hài bậc cao làm tăng tổn hao trong dây dẫn và lõi sắt.

- *Gây momen phụ:* do các thành phần 3 pha bậc cao tạo ra trong động cơ xoay chiều.

Có nhiều phương pháp để hạn chế sóng hài bậc cao, chia làm hai nhóm:

- *Sử dụng bộ biến đổi đa cấp:* Dạng sóng nấc thang vốn có sóng hài rất bé: Khi so sánh dạng sóng nấc thang và thành phần cơ bản (bậc 1) tương ứng, có thể nhận xét là sóng hài bậc cao không đáng kể kể cả ở tần số $(n \pm 1) \cdot f_0$, n : số nấc thang.

Để thay đổi áp ngỏ ra, ta thay đổi độ rộng xung các bộ biến đổi một pha.

Bài tập 3: Dùng MatLAB hay MathCAD phân tích sóng hài của dạng sóng 12 nấc thang hình 5.17, dùng số liệu của bảng hình 6.3.7.a.

- *Điều chế độ rộng xung (PWM):* khi sử dụng nhiều xung cho một bán kỳ và có bề rộng khác nhau, các sóng hài có tần số lớn hơn cơ bản f_0 sẽ giảm nhanh, nhưng các thành phần ở tần số $> (n-1) f_0$ có giá trị rất lớn. Điều này không ảnh hưởng lớn đến hoạt động của tải vì dòng điện của sóng hài tương ứng không lớn. Tác dụng có thể là: gây tiếng ồn, nhiễu tần số cao, phát nóng trong lõi thép.

Có nhiều phương pháp: điều chế độ rộng xung hình sin (SPWM) cùng với các cải tiến, triệt tiêu các hài chọn trước, dùng bộ so sánh có trễ (điều rộng thích nghi), điều rộng vevtor không gian (SVPWM).

b. Chỉ tiêu đánh giá kỹ thuật điều rộng xung (PWM) của bộ nghịch lưu:

* Chỉ số điều chế m : là tỉ số giữa biên độ V_{1m} của thành phần cơ bản (hài bậc 1) của áp ra bộ NL được khảo sát và biên độ thành phần cơ bản $V_{1_sixstep}$ của áp ra khi điều khiển 6 nấc thang. Để ý đây cũng là tỉ số của hai giá trị hiệu dụng:

$$m = \frac{V_{1m}}{V_{1six_step}} = \frac{V_{1m}}{\frac{2}{\pi} V} = \frac{V_{1R}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} V}$$

với V là áp nguồn DC và V_{1R} là hiệu dụng thành phần cơ bản áp ra.

* Sóng hài đồng (áp) có thể đánh giá qua THD% của dòng (áp) ngỏ ra:

$$\text{Hệ số méo dòng điện ngõ ra } THD_I \% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nR}^2}}{I_{1R}} = 100 \frac{\sqrt{I_R^2 - I_{1R}^2}}{I_{1R}} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nm}^2}}{I_{1m}} \text{ trong đó}$$

I_R : giá trị hiệu dụng, I_{1R} :hiệu dụng thành phần cơ bản, I_{1m} :biên độ thành phần cơ bản và I_{nm} :biên độ thành phần bậc n của dòng ra.

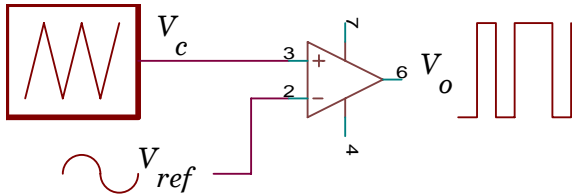
Biểu thức cho hệ số méo áp ra cũng có dạng tương tự.

Khi tải là RL, hiện dụng thành phần bậc n dòng điện I_{nR} :

$$I_{nR} = \frac{V_{nR}}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \approx \frac{V_{nR}}{n\omega L} \text{ hay } \frac{I_{nR}}{I_{1R}} \approx \frac{V_{nR}}{n \cdot V_{1R}} = \frac{V_{nm}}{n \cdot V_{1m}}$$

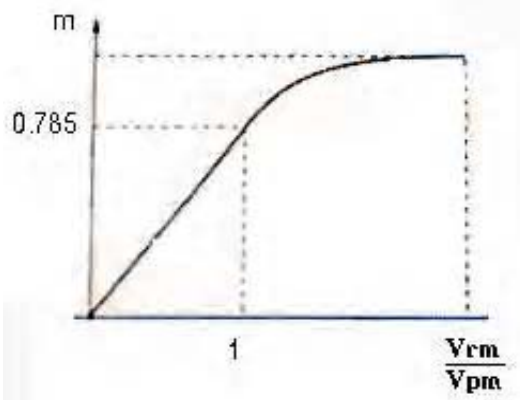
Nếu để ý V_{nR}/V_{1R} thường bằng $1/n$, dòng bậc cao thường giảm rất nhanh (tỉ lệ $1/n^2$).

c. SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) Điều chế độ rộng xung hình sin:

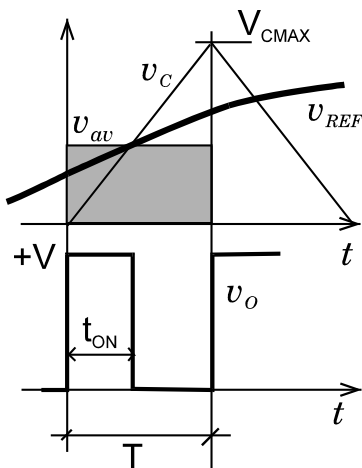


Hình 6.4.6.a: Nguyên lý của điều rộng xung hình sin

Là phương pháp cổ điển, so sánh áp chuẩn hình sin V_{REF} tần số f_o và sóng mang tam giác v_c tần số f_c để có luật đóng ngắt các nhánh cầu NL.

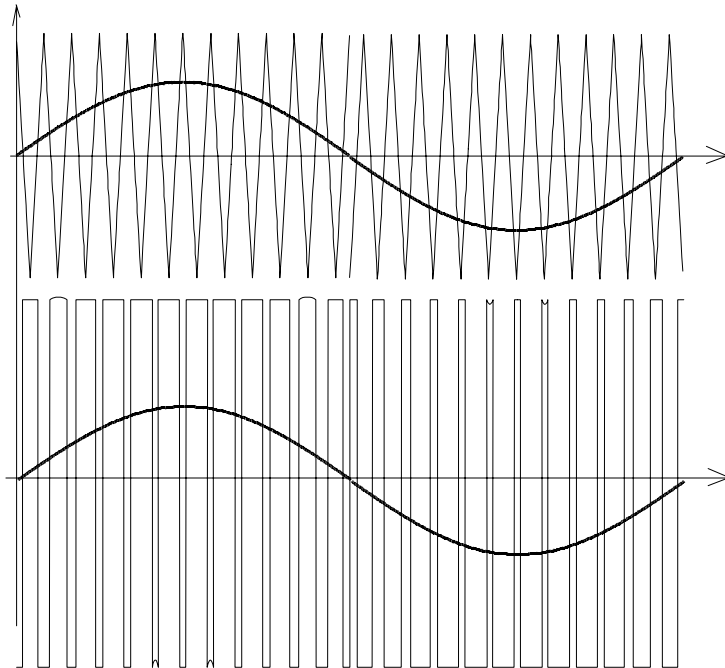


Hình 6.4.6.b: Chỉ số điều chế của điều rộng xung hình sin. V_{rm} : biên độ áp chuẩn V_{ref} . V_{pm} : biên độ sóng mang tam giác V_c .



Hình 6.4.6.c: Sự tương đương của điều rộng xung và nấc thang

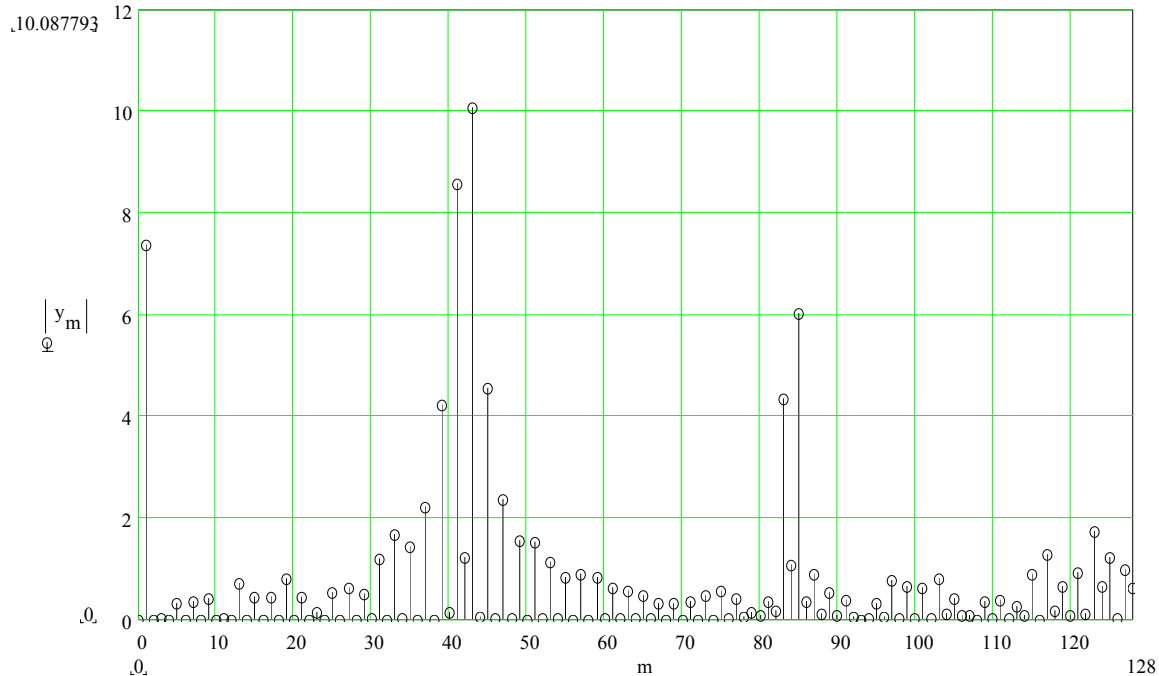
Có thể chứng minh không khó khăn là tỉ số chiều cao nấc



Hình 6.4.6.d: Các dạng sóng điều rộng xung hình sin

thang v_{OV} trên biên độ cực đại

V_{CMAX} của sóng mang v_c bằng độ rộng xung tương đối t_{ON}/T của áp ra v_o trong khoảng khảo sát. Từ phổ hình 5.23d của dạng sóng ví dụ hình 5.23c, có thể nhận xét là các sóng hài có tần số không lân cận của bội số sóng mang $n.f_c$ rất bé, đúng với ý nghĩa của phép điều chế.



Hình 6.4.6.e: Phổ của dạng sóng điều rộng xung hình sin hình d

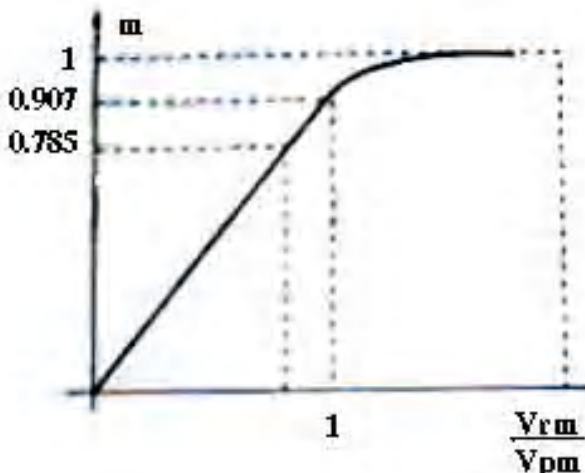
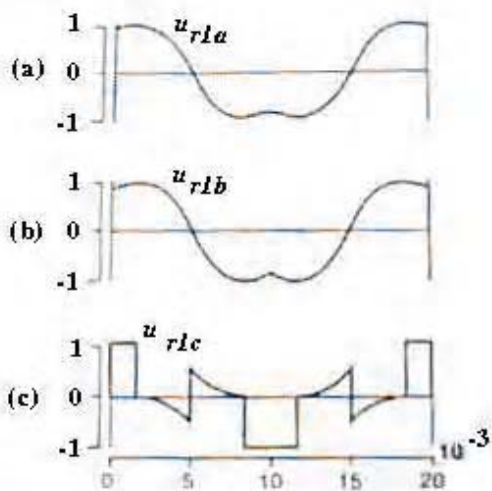
Chỉ số điều chế m trở nên phi tuyến khi $V_{rm}/V_{ref} > 1$: biên độ sóng mang bé hơn áp chuẩn (hình 6.4.7.b), hay hệ thống chỉ tuyến tính khi $m < 0.785$ hay thành phần cơ bản áp ra bằng 0.5 biên độ áp nguồn một chiều.

d. Điều chế độ rộng xung hình sin cải tiến:

Bằng cách thay đổi hình dạng của áp chuẩn, chất lượng của SPWM có thể được cải thiện, chủ yếu là các đặc tính:

- Giảm số lần đóng ngắt trong khi giữ được đặc tính sóng hài bậc cao thấp.
- Quan trọng hơn, là mở rộng phạm vi thay đổi áp ra trong khi vẫn giữ được quan hệ tuyến tính của chỉ số điều chế m .
- Làm đơn giản sơ đồ điều khiển.

Ví dụ như khi bổ sung vào áp chuẩn v_{REF} thành phần thứ tự không (sóng hài bậc 3), ta có thể mở rộng vùng tuyến tính của chỉ số điều chế m đến 0.907 (hình 6.4.7). Có nhiều cách thực hiện:



Hình 6.4.7.a: Dạng sóng chuẩn V_{ref} khi mở rộng vùng tuyến tính của PWM (modified SPWM) Hình 6.4.7.bb: chỉ số điều chế m tương ứng.

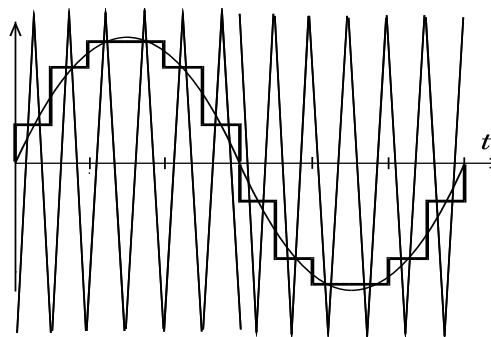
- dạng áp chuẩn hình (a): là đơn giản nhất, khi nhận xét là do hài bội 3 không tồn tại trong hệ 3 pha, ta có thể nâng cao thành phần cơ bản trong V_{REF} và trừ bớt đi một lượng hài bậc 3 sao cho biên độ áp chuẩn vẫn bằng biên độ sóng mang tam giác:

$$v_{REF} = \frac{2}{\sqrt{3}} M \left[\cos(x) - \frac{1}{6} \cos(3x) \right]; 0 \leq M \leq 1$$

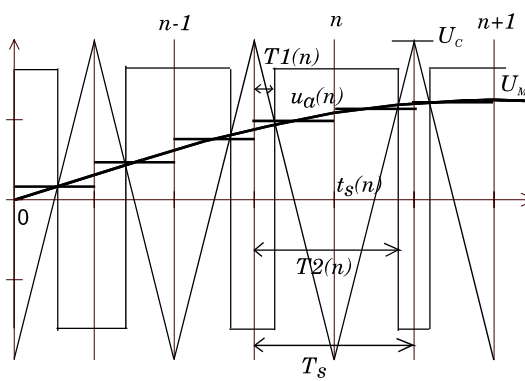
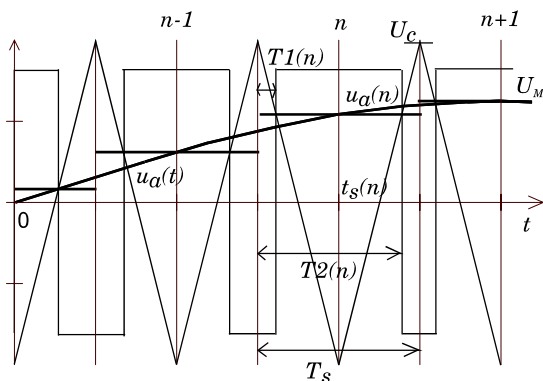
e. Điều chế theo mẫu:

Khi điều khiển dùng vi xử lý, việc tạo ra và so sánh các dạng sóng thực hiện bằng phần mềm. Ta có thể thay thế sóng hình sin bằng dạng sóng nấc thang để giảm khối lượng tính toán như hình 6.4.8.a.

Có thể điều chế đối xứng hay không đối xứng. Khi điều chế đối xứng, số giá trị hình sin trong một chu kỳ bằng bội số điều chế $N = f_c / f_o$ (tần số lấy mẫu bằng tần số sóng tam giác). Bề rộng xung ở kỳ lấy mẫu thứ n được tính theo công thức (từ hình 6.4.8.b):



Hình 6.4.8.a: Nguyên lý điều chế theo mẫu: thay thế hình sin bằng dạng nấc thang



Hình 6.4.8.b: Điều chế đối xứng

$$T1(n) = \frac{T_s}{2} \left[\frac{U_c - u_a(n)}{2U_c} \right]; T2(n) = T_s - T1(n) \quad u_a(n) = U_M \sin\left(\frac{n \cdot 2\pi}{N}\right)$$

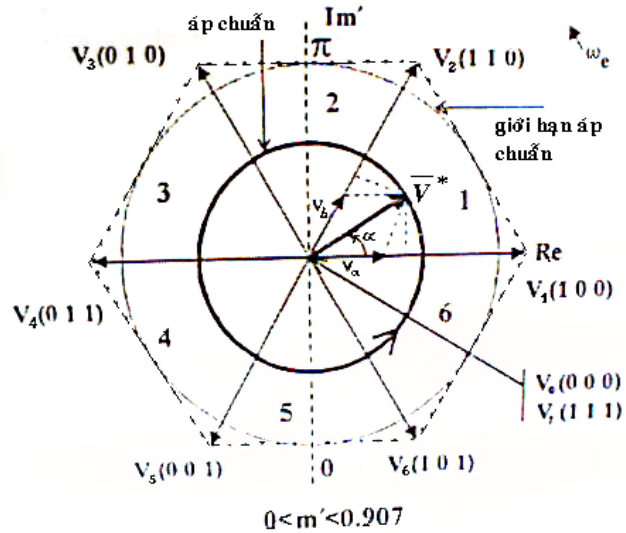
Với T_s : chu kỳ lấy mẫu; $u_a(n)$: áp chuẩn tại kỳ lấy mẫu thứ n ; U_c, U_M : biên độ sóng mang tam giác và áp chuẩn hình sin. Từ các biểu thức trên, có thể tính trước hàm $\sin(n \cdot 2\pi / N)$ chứa vào ROM và tính ra các độ rộng theo T_s , tỉ số U_M / U_c .

Khi điều chế không đối xứng, số lần tính hàm sin tăng lên gấp đôi (hình 6.4.8.c).

f. Điều chế vector không gian - SVM (còn gọi là điều rộng xung vector không gian - SVPWM):

Là phương pháp tiên tiến nhất hiện nay, thích hợp việc ứng dụng các phần tử tính toán cho điều rộng xung hình sin.

- Vector không gian của áp ba pha: là cơ sở của kỹ thuật điều chế vector không gian, mô tả hoạt động hệ thống ba pha dưới dạng vector. Ta có các trường hợp sau (khi điều khiển hoàn toàn):



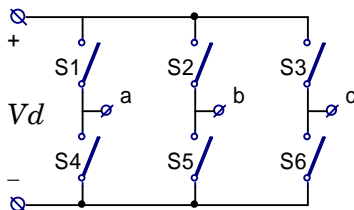
Hình 6.4.9: Vector pha không gian

* Hệ ba pha hình sin đối xứng $V_m \sin \omega t, V_m \sin (\omega t - 2\pi/3), V_m \sin (\omega t - 4\pi/3)$ có thể biểu diễn bằng vector \vec{V} quay góc ω_e là tốc độ (điện) của từ trường quay.

* Nghịch lưu 6 nấc thang có thể biểu diễn bằng bộ 6 vector $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$ mô tả sáu trạng thái của các ngắt điện trong bộ nghịch lưu (hình 6.4.9 và 6.4.10). Sáu vector này làm thành lục giác đều và áp ra lần lượt đi qua các đỉnh. Khi phân tích các vector không gian này theo các vector cơ hệ $\mathbf{1}, a = e^{j2\pi/3}, a^2 = e^{-j2\pi/3}$, ta có các trạng thái đóng ngắt của các ngắt điện tương ứng.

Nhận xét là áp ra không thay đổi được biên độ và vector không gian là gián đoạn, di chuyển nhảy cấp làm sóng hài bậc cao có biên độ lớn.

Hình 6.4.10: Vector pha không gian của NL sáu nấc thang (6 step)



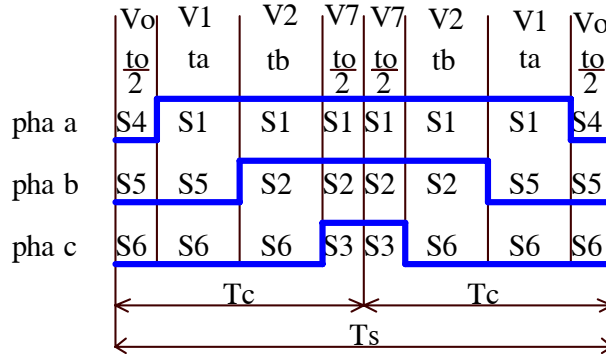
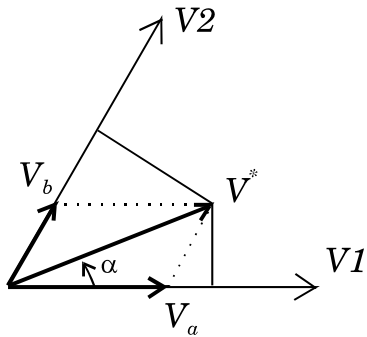
Trạng thái	Ngắt điện đóng	áp pha tải v_{an}	áp pha tải v_{bn}	áp pha tải v_{cn}	Vector không gian
1	S1,S5,S6	$2Vd/3$	$-Vd/3$	$-Vd/3$	$\vec{V}_1 (1,0,0)$
2	S1,S2,S6	$Vd/3$	$Vd/3$	$-2Vd/3$	$\vec{V}_2 (1,1,0)$
3	S4,S2,S6	$-Vd/3$	$2Vd/3$	$-Vd/3$	$\vec{V}_3 (0,1,0)$
4	S4,S2,S3	$-2Vd/3$	$Vd/3$	$Vd/3$	$\vec{V}_4 (0,1,1)$
5	S4,S5,S3	$-Vd/3$	$-Vd/3$	$2Vd/3$	$\vec{V}_5 (0,0,1)$
6	S1,S5,S3	$Vd/3$	$-2Vd/3$	$Vd/3$	$\vec{V}_6 (1,0,1)$

* Khi điều rộng xung hình sin với tần số sóng mang là $f_c = N.f_0$, hệ thống sẽ gồm N vector trạng thái nằm trên đường tròn có bán kính thay đổi theo áp ra mong muốn.

Kỹ thuật điều chế độ rộng xung vectơ không gian là mô tả các vector trạng thái này theo các vector của NL sáu nấc thang. Để có được biên độ áp ra mong muốn, ta bổ sung thêm hai trạng thái $\vec{V}_0(0,0,0)$ và $\vec{V}_7(1,1,1)$ tương ứng với ba ngắt điện S1, S2, S3 cùng ngắt và cùng đóng, tương ứng áp ra bằng không.

- Công thức cho điều chế vector không gian:

Để thực hiện vector không gian \vec{V}^* có biên độ V^* bằng bộ nghịch lưu ba pha, ta có thể phân tích \vec{V}^* thành hai thành phần nằm trên 2 vector lân cận của NL 6 nấc thang, ví dụ như



Hình 6.4.11.a: Phân tích áp ra thành các thành phần không gian

trên hình 6.4.11.a, vector điện áp \vec{V}^* có vị trí $\omega t = \alpha$ ở giữa \vec{V}_1 và \vec{V}_2 (góc 1/6 thứ 1) có thể phân tích thành hai thành phần \vec{V}_a, \vec{V}_b nằm trên \vec{V}_1 và \vec{V}_2 với:

$$V^* \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) = V_a \sin \frac{\pi}{3}$$

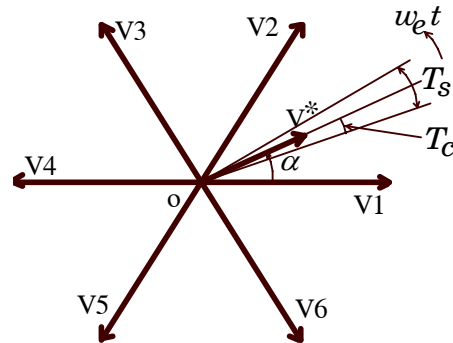
$$V^* \sin(\alpha) = V_b \sin \frac{\pi}{3}$$

suy ra:

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \cdot \sin(\alpha)$$

Gọi T_c là chu kỳ điều chế độ rộng xung, trong khoảng thời gian này, trung bình áp ra phải tương ứng với áp điều khiển. Từ biểu thức vector:



Hình 6.4.11.c:

$$\vec{V}^* = \vec{V}_a + \vec{V}_b = \frac{t_a}{T_c} \vec{V}_1 + \frac{t_b}{T_c} \vec{V}_2 \text{ và } T_c = t_0 + t_a + t_b \text{ ta suy ra:}$$

$$t_a = \frac{V_a}{V} T_c \text{ và } t_b = \frac{V_b}{V} T_c, \text{ thời gian còn lại } t_0 = T_c - t_a - t_b \text{ có áp ra bằng zero, có thể}$$

chọn $\vec{V}_0(0,0,0)$ hay $\vec{V}_7(1,1,1)$, sao cho số lần chuyển mạch là ít nhất. Hình 6.4.11.b trình bày dạng sóng đóng ngắt đối xứng, góc α được lấy ở vị trí giữa của khoảng thời gian lấy mẫu T_s , giống như trường hợp điều chế theo mẫu ở phương án đối xứng (hình 6.4.11.c). Cần lưu ý là chuỗi đóng ngắt t_0, t_a, t_b được chọn lại khi thay đổi tổ hợp vector 6 nấc sao cho số lần chuyển mạch là ít nhất.

Điều kiện để các tính toán trên có ý nghĩa là $T_C > t_a + t_b$, tương ứng \bar{V}^* nằm phía trong hình lục giác đều hình 6.4.9. Suy ra biên độ áp điều khiển cực đại V^* :

$$V^* = \frac{2}{3} V_d \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = 0.577 V_d ; \quad V_d: \text{áp cấp điện một chiều,}$$

$$\frac{2}{3} V_d \text{ chính là biên độ của áp 6 nấc thang } (\bar{V}_1 \dots \bar{V}_6)$$

tương ứng với chỉ số điều chế m giới hạn bằng:
$$m_{GH} = \frac{V_{\max}^*}{V_{\text{six-step}}} = \frac{0.577 V_d}{\frac{2}{\pi} V_d} = 0.907$$

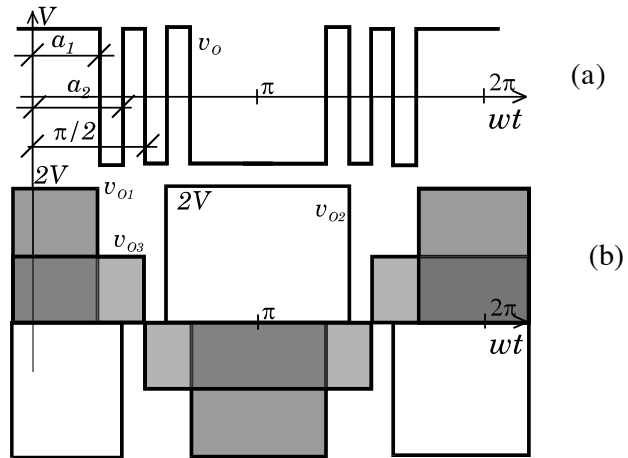
Trường hợp khảo sát trên được gọi là làm việc trong vùng dưới điều chế (undermodulation region), khi đó m thay đổi tuyến tính theo biên độ áp chuẩn. Khi muốn có áp ra tăng cao, ta cần mở rộng vùng điều khiển điện áp bằng cách tăng cao áp chuẩn V^* , hệ thống làm việc trong vùng quá điều chế (overmodulation), m không còn tuyến tính và ta cần thay đổi công thức tính t_a, t_b .

g. Triệt tiêu các sóng hài chẵn trước: Bằng cách sử dụng những dạng sóng có độ rộng xung cố định đã được tính toán.

Với dạng sóng điều rộng xung có các góc chuyển mạch cố định, sóng hài ngõ ra sẽ là hàm số phụ thuộc các góc chuyển mạch này. Với n góc chuyển mạch, có thể cho n sóng hài bằng không để nhận được n phương trình có ẩn số là các góc chuyển mạch. Khi giải ra ta được thông số của dạng sóng có các sóng hài chẵn trước bị triệt tiêu.

Ưu điểm của phương pháp này là rất hiệu quả khi ta chọn các thông số hợp lý: tác dụng của sóng hài giảm đáng kể trong khi tần số đóng ngắt vẫn bé. Bất lợi lớn nhất của phương án này là dạng sóng ra cố định, phải thay đổi áp nguồn điện một chiều để thay đổi điện áp ngõ ra và biên độ một số sóng hài khác có thể tăng cao.

Ví dụ: Tính các góc θ_1, θ_2 để dạng sóng v hình 6.4.12.a không có các sóng hài bậc 5, 7.



Hình 6.4.12: Dạng sóng điều rộng xung hình sin (a) và phân tích chính thành các dạng cơ bản (b)

Dạng sóng điều rộng xung hình 6.4.12.a có thể phân tích thành các dạng sóng cơ bản như hình 6.4.12.b và như vậy, ta có:

$$v_o = v_{o1} - v_{o2} + v_{o3} ,$$

với v_{o1}, v_{o2}, v_{o3} là các dạng cơ bản có biên độ $2V, 2V, V$ và độ rộng $2\alpha_1, 2\alpha_2$ và π .

Dạng tổng quát của biên độ các sóng hài là:

$$V_n = \frac{4V}{\pi} \left[\frac{1 - 2 \sin n \cdot \alpha_2 + 2 \sin n \cdot \alpha_1}{n} \right] \quad \text{Viết ra biểu thức của hài bậc 5 và 7 :}$$

$$V_5 = \frac{4V}{\pi} \left[\frac{1 - 2 \sin 5 \cdot \alpha_2 + 2 \sin 5 \alpha_1}{5} \right]; \quad V_7 = \frac{4V}{\pi} \left[\frac{1 - 2 \sin 7 \cdot \alpha_2 + 2 \sin 7 \alpha_1}{7} \right]$$

Cho V_5 và V_7 bằng không, giải ra $\alpha_1 = 56.7^\circ, \alpha_2 = 66.4^\circ$. Đây chính là các thông số của

dạng sóng không có hài bậc 5 và 7.

Khi đó $V_1 = 1.068 V$, tương ứng với giá trị hiệu dụng $V_{1R} = 0.755 V$

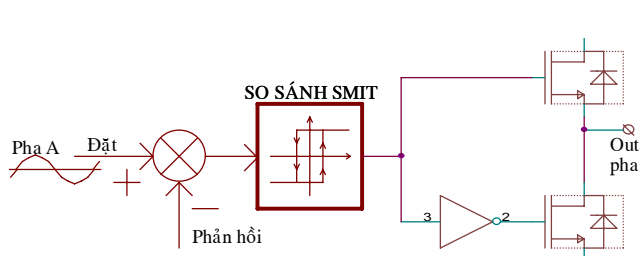
Thử tính hài bậc 11, 13: $V_{11} = 0.521V$ $V_{13} = 0.156 V$

Các trị số này khá lớn.

Có thể nói rộng phương pháp này để tính các góc chuyển mạch sao cho:

$\sum_{k=i}^j \alpha_k V_k^2 \rightarrow \min$, trong đó V_k là biên độ của các sóng hài điện áp cần hạn chế, có bậc lấy từ i đến j ; α_k là các trọng số, có thể là hàm số của k .

h. Điều chế độ rộng xung sử dụng bộ so sánh có trễ:



Hình 5.22.a: Sơ đồ nguyên lý điều rộng xung dùng bộ so sánh có trễ

Khi các đại lượng mong muốn nối ngõ ra BBD qua mạch lọc cho qua tần số thấp như: dòng điện của động cơ không đồng bộ, có thể dùng sơ đồ hình để điều khiển bộ nghịch lưu. Tín hiệu đặt ở đây là ngõ ra mong muốn, hình sin. Bộ so sánh sẽ yêu cầu mạch động lực đóng ngắt sao cho tín hiệu phản hồi sau khi qua bộ tỉ lệ bám theo tín hiệu đặt. Ví dụ như ở điều khiển dòng động cơ xoay chiều: tại mỗi thời điểm, khi dòng điện còn bé hơn giá trị đặt bộ điều khiển sẽ đóng nguồn dương vào tải để làm tăng dòng tải. Khi dòng tải

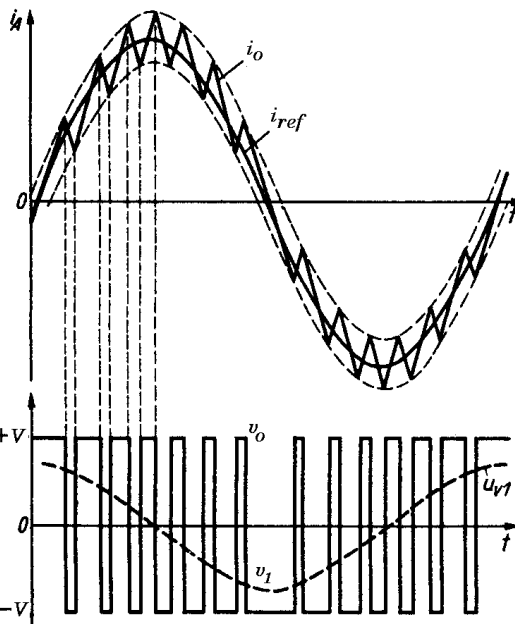
vượt quá giá trị đặt, mạch điều khiển sẽ đóng vào nguồn âm làm dòng giảm xuống. Như vậy ngõ ra sẽ được giữ ở giá trị đặt với sai số định trước, sóng hài khi đó rất bé.

Sơ đồ điều khiển này còn sử dụng trong các bộ nghịch lưu cần áp ra hình sin. Khi đó một bộ lọc LC sẽ được sử dụng ở ngõ ra bộ nghịch lưu và như vậy có thể điều khiển áp ra này bám theo dạng sóng mong muốn hình sin.

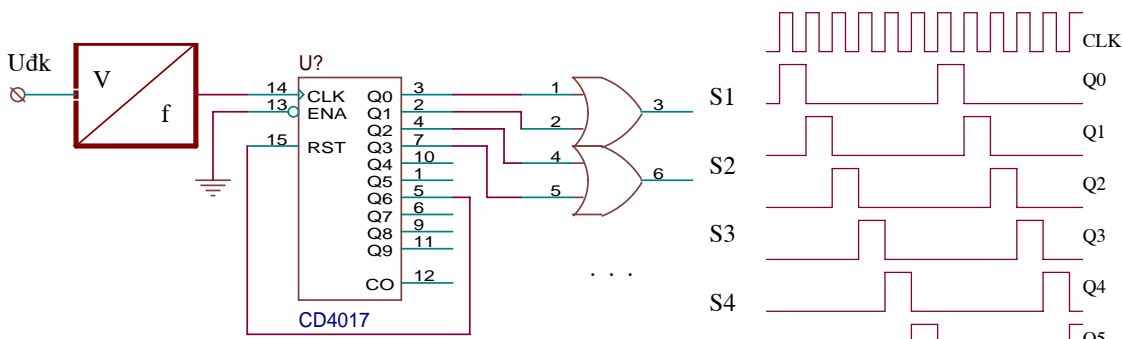
Bất lợi lớn nhất của phương pháp này là tần số đóng ngắt phụ thuộc đặc tính tải, rất khó khống chế. Thông thường, người ta sử dụng ngắt điện có thể đóng ngắt ở tần số rất cao như MOSFET, IGBT hay khống chế thời gian đóng (ngắt) tối thiểu. Ở phương án sau, chất lượng ngõ ra sẽ bị ảnh hưởng khi hệ thống làm việc ngoài vùng tính toán.

V.3 MẠCH ĐIỀU KHIỂN NGHỊCH LƯU:

1. Mạch tạo logic ba pha:

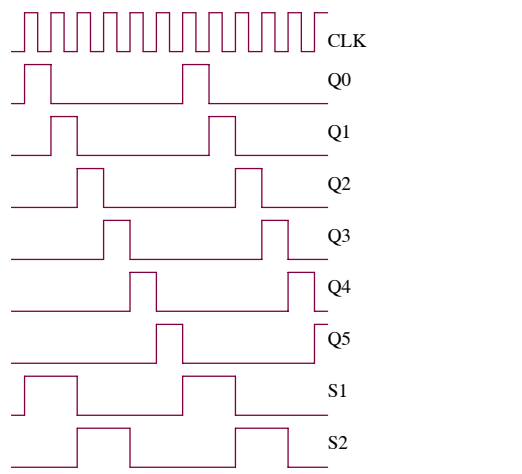


Hình 5.22.b: Các dạng sóng điều rộng xung dùng bộ so sánh có trễ phản hồi dòng điện:
 i_{ref} : tín hiệu đặt dòng; i_o : phản hồi dòng
 v_o : dạng áp ra; v_1 : hài cơ bản của điện áp ra



Hình 5.30a: Mạch tạo logic ba pha

Hình 5.30 trình bày nguyên lý của mạch tạo ra logic ba pha, có thể được sử dụng trong nghịch lưu nguồn dòng hay nghịch lưu nguồn áp đơn giản (điều chế độ rộng một hay nhiều xung). Các sơ đồ điều chế xung hình sin hay điều khiển bằng vi xử lý cũng có những khối có cùng chức năng để đảm bảo thứ tự của hệ ba pha.



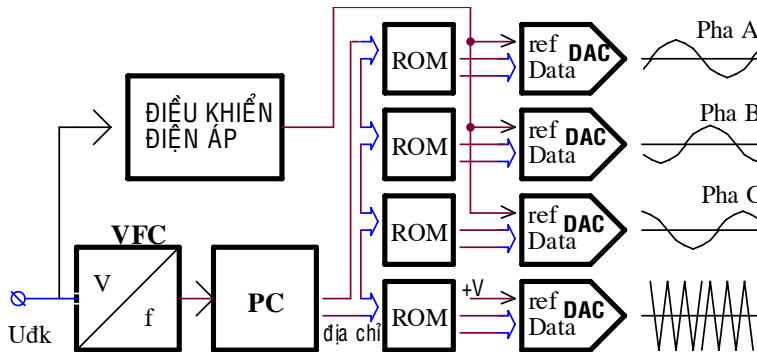
Hình 5.30.b: Các dạng sóng logic ba pha, mỗi lúc có hai ngắt điện bán dẫn làm việc.

CD4017 là vi mạch đếm vòng Johnson 10 trạng thái: sau mỗi xung đồng hồ CLK lần lượt có một ngõ ra lên 1 (hình 5.30.b), Q6 đưa về chân Reset để hệ thống chỉ còn 6 trạng thái tương ứng với logic 3 pha. Các mạch OR tổ hợp các ngõ ra bộ đếm làm thành các xung điều khiển ngắt điện bán dẫn theo sơ đồ mỗi lúc có hai ngắt điện làm việc (trên hình 5.27.b vẽ tín hiệu điều khiển hai ngắt điện S1 và S2, các ngắt điện khác cũng tương tự – xem mục V.3 và V.4 về logic 3 pha).

Bài tập : Sử dụng các Set – Reset Flip Flop để suy ra các tín hiệu điều khiển sơ đồ nghịch lưu nguồn áp hình 6.3.2.a (mỗi lúc có 3 ngắt điện làm việc) từ logic ba pha dùng CD4017 trên.

2. Mạch tạo áp chuẩn hình sin dùng ROM và DAC (biến đổi số tương tự):

Trong các sơ đồ SPWM hay điều khiển ngõ ra bám theo hình sin chuẩn dùng phân cứng, hạt nhân của mạch điều khiển là bộ tạo hình sin có biên độ và tần số điều khiển được. Với sơ đồ SPWM, hạt nhân này cũng cho ra dạng sóng tam giác có tần số là bội số và đồng bộ với hình sin chuẩn. Điều này sẽ đảm bảo



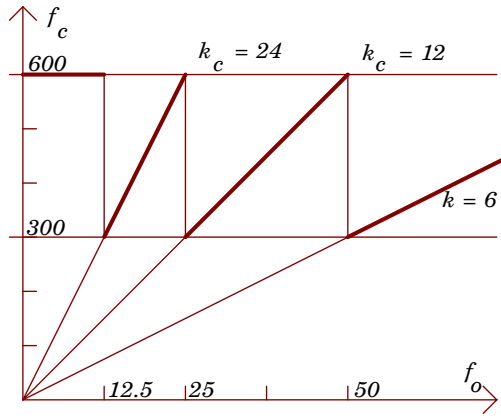
Hình 5.31: Mạch tạo áp chuẩn hình sin và sóng mang răng cưa cho sơ đồ điều chế độ rộng xung hình sin (SPMW)

áp ra giống nhau ở các pha và loại bỏ khả năng có sóng hài ở tần số thấp hơn tần số cơ bản (của hình sin chuẩn).

Trong mạch tạo áp chuẩn hình sin dùng ROM và DAC, biên độ hình sin chuẩn và các sóng tam giác được lấy mẫu (thực chất là tính toán) và chứa trong ROM. Để tái hiện lại các dạng sóng, các giá trị này được đọc lại tuần tự và chuyển đổi ra tín hiệu tương tự (analog) bằng DAC. Tần số tái hiện (playback) f được tổng hợp bằng bộ biến đổi điện áp - tần số VFC từ áp điều khiển Udk :

$f = k \cdot U_{đk} = N \cdot f_0$, với k : hệ số tỉ lệ (Hz/volt); f_0 : tần số ngõ ra mong muốn; N : số mẫu của một hình sin chuẩn.

f chính là tần số xung đồng hồ của bộ đếm chương trình PC cung cấp địa chỉ cho ROM chứa giá trị bốn dạng sóng: ba cho hình sin ba pha và một cho sóng tam giác. Các DAC biến đổi từ số ra điện áp, tạo ra các tín hiệu mong muốn. Để thay đổi biên độ các hình sin, DAC được sử dụng là loại nhân và tín hiệu điều khiển biên độ được đưa vào chân áp chuẩn REF của nó.



Hình 5.32: quan hệ tần số sóng mang f_c và tần số ngõ ra f_0

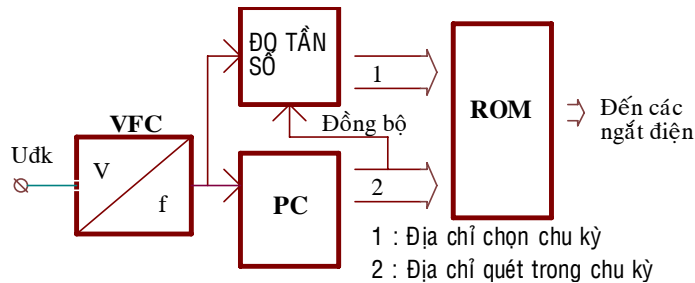
Khối điều khiển điện áp ĐKU có thể đơn giản thực hiện quan hệ $U / f =$ hằng số, hay gồm cả việc bù giảm tốc theo tải.

Với sơ đồ hình 5.31 ta có sự đồng bộ giữa các hình sin chuẩn 3 pha và sóng mang tam giác. Vì chỉ có một sóng mang dùng cho ba pha hình sin, tần số sóng mang f_c cần là bội sáu của tần số ngõ ra f_0 để các dạng sóng ngõ ra giống nhau. Điều này sẽ không thật sự cần thiết khi tỉ số f_c / f_0 khá lớn (vài chục).

Hình 5.32 là một ví dụ minh họa qui luật thay đổi f_c theo f_0 (đường đậm trên hình) với $f_{cMAX} = 600$ Hz và $f_{cMIN} = 300$ Hz. $k_c = f_c / f_0$ là bội số điều chế. Khi tần số bé hơn 12.5 Hz ta không cần có sự đồng bộ giữa hai tín hiệu. Một khó khăn khác phát sinh là khi k_c thay đổi, có sự thay đổi không liên tục của sóng hài bậc 1 của điện áp ra.

3. Mạch điều khiển nghịch lưu dùng chương trình ROM:

Với nhận xét trạng thái của các ngắt điện bán dẫn trong bộ nghịch lưu điều khiển độ rộng xung là đóng hay ngắt một cách tuần tự có chu kỳ, không thay đổi nếu dạng sóng ngõ ra không đổi (như dạng sóng triệt tiêu các hài chọn trước đã khảo sát); có thể ghi trạng thái đóng ngắt sau các khoảng thời gian bằng nhau của



Hình 5.33: Mạch điều khiển nghịch lưu dùng chương trình ROM

các ngắt điện thành chương trình của bộ nhớ chỉ đọc ROM. Chương trình này sẽ được truy xuất tuần tự để điều khiển các ngắt điện của bộ nghịch lưu, tạo ra dạng sóng mong muốn. Hình 5.33 trình bày một sơ đồ khối thực hiện nguyên lý này. Điện áp điều khiển $U_{đk}$ được biến thành tần số qua bộ biến đổi điện áp/tần số VFC, làm xung nhịp cho bộ đếm chương trình PC, là bộ phận cung cấp địa chỉ cho ROM. PC là bộ đếm nhị phân có số trạng thái bằng số trạng thái tạo thành dạng sóng điều khiển nghịch lưu trong một chu kỳ áp ra. Nội dung của ROM đã được tính toán sao cho đảm bảo áp ra có trị số mong muốn (điều khiển áp) và sóng hài bậc cao bé (hạn chế hài bậc cao). Khi thay đổi $U_{đk}$, tần số xung nhịp PC thay đổi và tần số ngõ ra được thay đổi theo tỉ lệ.

Để thay đổi dạng sóng ngõ ra theo tần số, ROM chứa nhiều dạng sóng ứng với các tần số khác nhau và khối đo tần số sẽ thay đổi phần địa chỉ do nó quản lý để chỉ đến vùng dữ liệu tương ứng. Có thể xem dạng sóng một chu kỳ ở một tần số là một trang và các trạng thái của các ngắt

điện trong một dạng sóng là những dòng trong một trang. Vậy PC cung cấp địa chỉ các dòng và bộ đo tần số cung cấp địa chỉ trang. Tín hiệu đồng bộ từ PC yêu cầu bộ đo tần số chỉ được phép thay đổi ngõ ra ở đầu các trang để tránh những thay đổi dạng sóng không kiểm soát.

Ví dụ:

- Tần số ngõ ra nghịch lưu f_o thay đổi từ 1 .. 64 : Chọn mỗi Hz là một dạng sóng, suy ra ROM có 64 trang dạng sóng, địa chỉ trang gồm 6 bit.

- Chọn mỗi dạng sóng có $N = 255$ trạng thái (chọn chia chẵn cho 3) có thể địa chỉ hóa bằng 8 bit. Vậy PC là bộ đếm nhị phân 8 bit nhưng được reset ở trạng thái thứ 255 và ROM cần 14 chân địa chỉ, tương ứng dung lượng là 128 Kbit hay 16 Kbyte.

- Tần số xung nhịp của PC là $N \cdot f_o = 255 \cdot f_o$, cực đại bằng $255 \cdot 64 = 16.32$ kHz.

- Có thể sử dụng bộ đếm 6 bit để làm bộ đo tần số, thời gian mở cổng là $64/16320 = 3.92$ mili giây (đếm được 64 xung ở tần số xung nhịp bằng 16.32 kHz).

- Khi quy định sự thay đổi của biên độ $U_{đạt}$ và khoảng tần số ngõ ra tương ứng, có thể suy ra hệ số của VFC.

Ưu điểm của phương pháp này là có thể điều khiển điện áp và hạn chế sóng hài bậc cao với chất lượng khá tốt trong khi mạch xử lý rất đơn giản. Nhược điểm lớn nhất là dạng sóng ở mỗi tần số là đã định trước, không thể thay đổi theo điều kiện thực tế ví dụ như áp lưới giảm so với tính toán, hay cần bù sụt áp theo tải ... , số dạng sóng là hữu hạn.

4. Sử dụng vi xử lý cho điều khiển nghịch lưu:

Việc sử dụng các phần tử tính toán cho điều khiển có các đặc tính:

- Chức năng điều khiển phong phú, thay đổi dễ dàng.
- Tính tích hợp cao: giảm kích thước hệ thống, giảm khả năng hỏng hóc.
- Thực hiện được các thuật toán điều khiển từ đơn giản đến rất phức tạp với giá thành không tăng theo tỉ lệ.
- Ngoài khả năng điều khiển, vi xử lý còn đáp ứng được các yêu cầu của một thiết bị công nghiệp hiện đại mà giá thành không tăng nhiều: điều khiển từ xa, ghi nhận trạng thái làm việc (lỗi), nối mạng thông tin, giao diện thân thiện với người dùng...

Hệ thống điều khiển như vậy là một máy tính cho mục đích điều khiển, có thể có bộ giao tiếp với các ngoại vi tương tự để lấy đặc tính dòng áp, có khả năng tính toán mạnh để thực hiện được các thuật toán phức tạp (tính ma trận, sin cos) với độ chính xác cần thiết. Để điều khiển chất lượng cao, thường phải dùng vi xử lý > 8 bit + DSP (bộ xử lý tín hiệu số).

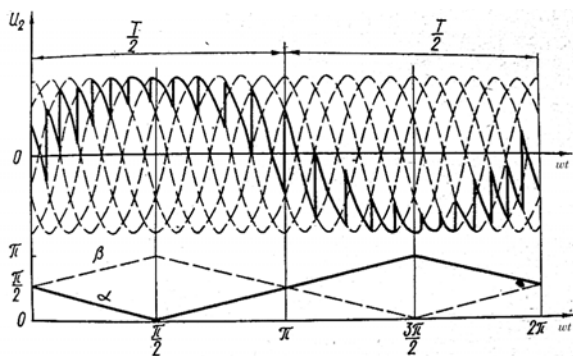
V.6 BIẾN TẦN:

Là bộ biến đổi điện xoay chiều của lưới công nghiệp thành điện 3 pha có tần số thay đổi, biến tần hiện được ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp để điều khiển tốc độ động cơ AC. Đây là phương án hiệu quả nhất:

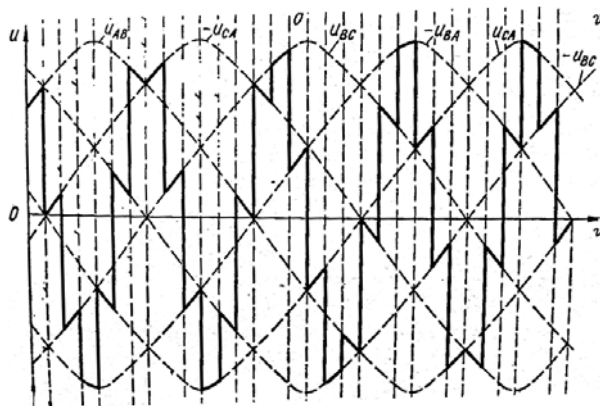
- Có thể sử dụng động cơ không đồng bộ rẻ tiền, chắc chắn
- Điều khiển tần số động cơ AC là phương án có hiệu suất cao, chất lượng tốt.

Các bộ biến tần có mạch động lực đắt tiền, sơ đồ điều khiển phức tạp, chỉ được phổ biến trong thời gian gần đây nhờ sự phát triển vượt bậc của công nghệ chế tạo bán dẫn, ở cả lĩnh vực vi mạch và công suất.

Có hai dạng biến tần: Biến tần trực tiếp (cyclo-converter) và biến tần qua trung gian một chiều.



hình 6.6.1.a: Áp ra (một pha) biến tần trực tiếp sử dụng BĐ đảo chiều là hai cầu 3 pha, điều khiển chung tuyến tính. a, b là hai góc ĐKP của hai bộ chỉnh lưu, thay đổi theo luật tam giác.



hình 6.6.1.b: Áp ra (một pha) biến tần trực tiếp sử dụng BĐ đảo chiều là hai cầu 3 pha sử dụng ngắt điện chuyển mạch cưỡng bức, tạo ra áp có tần số cao hơn tần số lưới điện.

- Biến tần trực tiếp chính là bộ biến đổi đảo chiều (chỉnh lưu điều khiển pha đảo chiều), được điều khiển để có áp ngõ ra thay đổi cực tính có chu kỳ: áp ra xoay chiều này chỉ có thể có tần số khá bé so với tần số lưới điện. Bộ biến đổi đảo chiều hình 4.6.3 có thể làm thành một pha của bộ biến tần trực tiếp với thuật toán điều khiển thích hợp. Khi thay thế SCR bằng ngắt điện có điều khiển khóa, ta có thể nhận được nhiều tính năng tốt hơn.

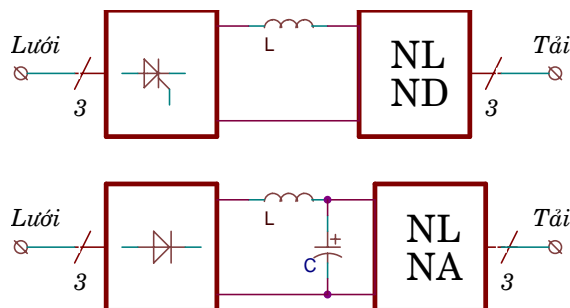
- Biến tần có trung gian một chiều có sơ đồ khối như hình 6.6.2, gồm hai bộ phận: chỉnh lưu đầu vào và nghịch lưu ở đầu ra. Tổ hợp hai BĐ này làm ra nhiều sơ đồ khác nhau với khả năng và phạm vi sử dụng rất khác biệt. Thuật toán điều khiển biến tần cũng rất phong phú, và hiện vẫn tiếp tục phát triển cùng với việc ứng dụng công cụ điều khiển mới nhằm nâng cao chất lượng hoạt động.

Có hai loại: Biến tần với nghịch lưu nguồn dòng (NLND) và nghịch lưu nguồn áp (NLNA). Các biến tần này cần đảm bảo các yêu cầu:

- Thực hiện được logic ba pha, thay đổi tần số ra.

- Điều khiển áp theo đặc tính của tải, ví dụ nếu tải động cơ phải đảm bảo mạch từ không bão hòa bằng quan hệ $U/f = \text{hằng số}$ như đã khảo sát.

- Hạn chế được sóng hài áp (dòng). Đặc tính này phụ thuộc vào sơ đồ động lực, algorit điều khiển nghịch lưu.



Hình 5.34: Biến tần có trung gian một chiều

Nguyên lý điều khiển động cơ AC dùng biến tần:

Khi tần số thay đổi, từ trường quay của các cuộn dây xtator có tốc độ thay đổi theo quan

hệ $n_o = \frac{60 \cdot f}{p}$; trong đó n_o tính bằng vòng/phút, f : tần số (Hz) và p là số đôi cực.

Rotor sẽ quay theo từ trường quay với độ trượt s hầu như không đổi.

Có hai nguyên lý chính cho điều khiển động cơ không đồng bộ dùng phương pháp thay đổi tần số:

- *Điều khiển U/f hằng*: khi tần số thay đổi, điện áp đặt vào cuộn dây cũng thay đổi tỉ lệ để tránh việc tăng mật độ từ thông dẫn để tăng dòng từ hoá.

-*Điều khiển vector động cơ KĐB*:

Là phương án hiện đại, sử dụng các vi xử lý mới có khả năng tính toán rất mạnh để điều khiển động cơ KĐB.

Phương án này khắc phục nhược điểm quan trọng của các sơ đồ điều khiển U/f hằng là momen động cơ thấp, đặc biệt khi tần số làm việc nhỏ hơn 3 Hz. BBD điều khiển U/f hằng chỉ cung cấp cho động cơ một điện áp ba pha tương ứng tần số làm việc, dòng qua động cơ thay đổi theo trạng thái của động cơ.

Bằng cách khống chế độc lập dòng từ hoá (tạo ra từ thông khe hở) và dòng rotor (tạo ra momen quay), biến tần điều khiển vector có thể điều khiển được momen động cơ KĐB như đã làm với động cơ một chiều, bên cạnh khả năng điều khiển tốc độ thông qua sự thay đổi tần số.

Có hai sơ đồ điều khiển vector: có phản hồi vị trí rotor (có cảm biến vị trí) và không dùng cảm biến (sensorless). Sơ đồ đầu tiên cho phép điều khiển chính xác nhưng phải dùng động cơ chế tạo riêng trong khi phương án sau có thể dùng động cơ KĐB thông thường.

Khi biến tần được dùng để điều khiển tốc độ động cơ, sơ đồ điều khiển còn có các chức năng: hạn chế suất tốc khi hoạt động, bảo vệ quá tải, điều khiển thời gian tăng, giảm tốc.

V.7 ỨNG DỤNG:

1. Các bộ nguồn tần số cao:

Như đã giới thiệu trong mục phân loại, ta có thể nung nóng cảm ứng các vật liệu dẫn điện bằng dòng điện cảm ứng. Dây tần số làm việc thay đổi từ tần số công nghiệp đến vài trăm KHz:

- Tần số làm việc giảm khi công suất tăng.
- Tần số cần phải tăng tăng khi bề dày làm việc giảm (tôi bề mặt thép).

Có thể sử dụng NL nối tiếp hay song song với ngắt điện là thyristor trong các bộ nguồn tần số cao. Ở tần số lớn hơn 100 KHz, có thể dùng transistor hay các đèn chân không truyền thống.

Như đã khảo sát ở V.2, các sơ đồ NL song song có dạng NL nguồn dòng với tải cộng hưởng là cuộn dây làm việc và điện dung bù $\cos \phi$ cho nó. Trong thời gian gần đây, người ta bắt đầu dùng transistor với các sơ đồ có chuyển mạch khi dòng (áp) bằng không.

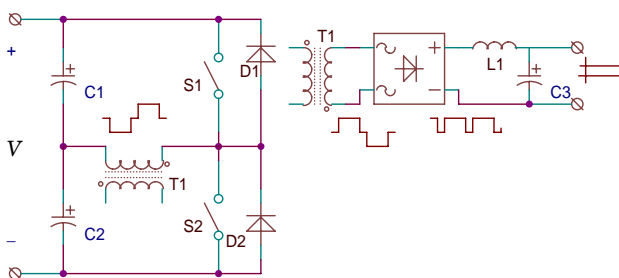
2. Cấp điện đóng ngắt (bộ nguồn xung) sử dụng nghịch lưu:

Bộ nghịch lưu có thể dùng cho bộ cấp điện đóng ngắt có sơ đồ khối hình 4.21 của chương 4, biến đổi điện một chiều thành xoay chiều, cung cấp cho biến áp tần số cao. Nhờ đó kích thước và giá thành biến áp này và mạch lọc ngõ ra giảm đáng kể.

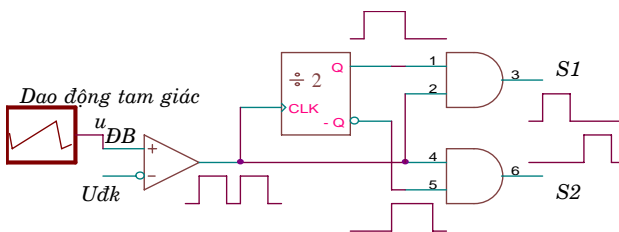
Mạch nghịch lưu có dạng sơ đồ nửa cầu khi công suất nhỏ hơn 500 w và sơ đồ cầu khi lớn hơn. Trong hình 5.7.1.a, T1 là biến áp giảm (tăng) áp, ta có ngõ ra một chiều sau khi chỉnh lưu và lọc phẳng. Để có áp ra ổn định, ngõ ra được phản hồi để thay đổi độ rộng xung bộ nghịch lưu.

Với sơ đồ nửa cầu, điều khiển không hoàn toàn được sử dụng. Do ngõ ra biến áp được chỉnh lưu, tải bộ nghịch lưu được xem là thuần trở.

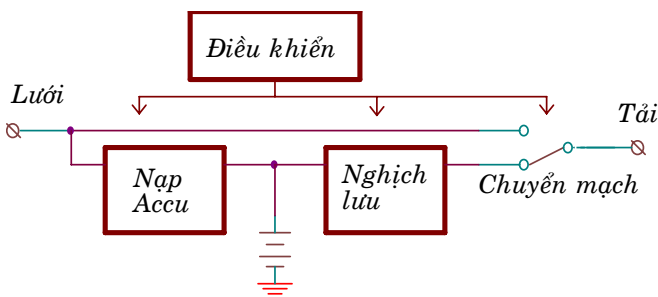
Hình 6.7.1.b là mạch điều khiển, tác dụng đẩy kéo (push pull - hay luân phiên dẫn điện của S1 và S2) nhờ bộ chia hai dùng flip-flop. Đây là hạt nhân của vi mạch TL494.



Hình 5.25.a: mạch động lực phần nghịch lưu của cấp điện đóng ngắt (bộ nguồn xung)- sơ đồ nửa cầu



Hình 5.25.b: mạch điều khiển nghịch lưu đẩy kéo (dùng trong cấp điện đóng ngắt)



Hình 6.7.2: Sơ đồ khối bộ nguồn xoay chiều không gián đoạn

23. Bộ nguồn xoay chiều không gián đoạn (bộ lưu điện hay uninterrupted – power – supply):

Hình 6.7.2 trình bày sơ đồ khối bộ lưu điện (UPS), được sử dụng cho các thiết bị dùng điện quan trọng không thể mất điện bất ngờ như máy chủ của mạng máy tính hay các máy điện tử y tế. UPS sẽ cung cấp điện tạm thời khi mất lưới trong khi chờ lưu dữ liệu đang làm việc hay cho chạy máy phát dự phòng. Sơ đồ khối bao gồm bộ nghịch lưu sử dụng accu và bộ chuyển mạch (rơ le hay TRIAC). Bình thường tải dùng điện lưới, chỉ chuyển sang sử dụng nguồn nghịch lưu khi mất nguồn nên UPS có sơ đồ khối như vậy được gọi là loại *OFF-LINE*. Thời gian chuyển mạch phải đủ bé, khoảng vài chục msec để tải xem như được cung cấp điện không gián đoạn. Bộ nạp accu tự động đảm bảo hệ thống luôn sẵn sàng làm việc. Có loại UPS không có bộ chuyển mạch và bộ nghịch lưu luôn làm việc, như là bộ biến tần có khâu trung gian một chiều với nguồn dự phòng là accu ở mạch một chiều (loại *ON-LINE*).

Ở các bộ UPS công suất bé (< 1.5 kW), mạch nghịch lưu là một pha sử dụng biến áp có điểm giữa, thích hợp với accu có điện áp bé (12V hay 24V). Áp ra được điều khiển bằng cách thay đổi độ rộng xung. Một vi mạch tương tự TL494 có khả năng làm việc ở 50 Hz được sử dụng cho điều khiển nghịch lưu (SG3524).

Nơi chia sẻ Ebook - Software - Ứng dụng Điện - Điện Tử
Học tập - Thảo luận – Phát triển Điện - Điện Tử

[http:// www.biendt.110mb.com](http://www.biendt.110mb.com)

Liên hệ : nguyenvanbientbd47@gmail.com

Y/M : [nguyenvanbien_gtvt_ht88](mailto:nguyenvanbien_gtvt_ht88@biendt)
biendt